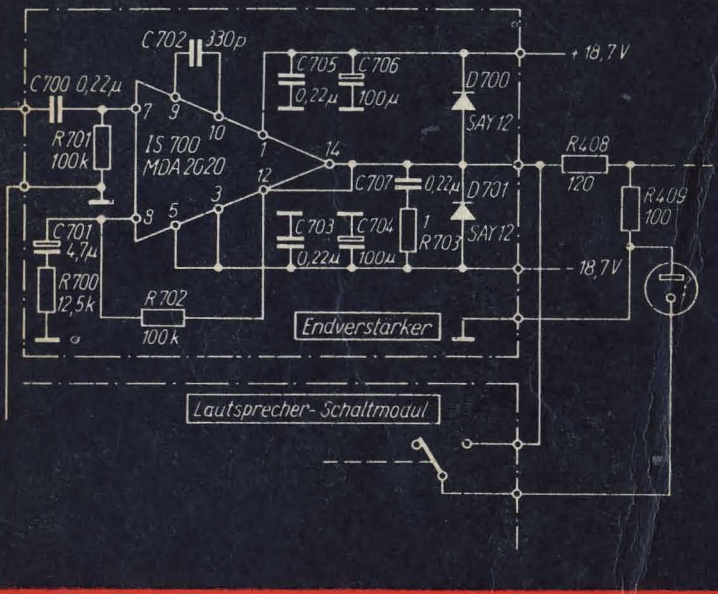
amateurreihe

electronica



Dietmar Schiller

194

NF-Verstärker-Praxis

electronica · Band 194

DIETMAR SCHILLER

NF-Verstärker-Praxis

MILITÄRVERLAG
DER DEUTSCHEN DEMOKRATISCHEN
REPUBLIK

1. Auflage, 1981
© Militärverlag der
Deutschen Demokratischen Republik (VEB) — Berlin, 1981
Lizenz-Nr. 5 · LSV: 3539
Lektor: Wolfgang Stammler
Zeichnungen: Angelika Prüfert
Typograf: Helmut Herrmann
Printed in the German Democratic Republic
Gesamtherstellung: Druckerei Märkische Volksstimme Potsdam
Redaktionsschluß: 15. Februar 1981
Bestellnummer: 746 312 5
DDR 1,90 M

Inhaltsverzeichnis

Vorwort 5
1. Einführung 7
2. Dimensionierung von Endverstärkern 8
2.1. Wahl der Endstufenschaltung 8
2.2. Bestimmung der Leistungstransistoren 9
2.2.1. Grenz- und Kennwerte 9
2.2.2. Berechnung der erforderlichen Verlustleistung und des Kollektorstroms 14
2.2.3. Erforderlicher Wärmewiderstand des Kühlkörpers .. 15
2.3. Gegentakt-B-Verstärker mit Ausgangs- und Treiberübertrager 17
2.3.1. Paarigkeit der Endtransistoren 17
2.3.2. Bestimmung der maximalen Betriebsspannung und des Lastwiderstands 18
2.3.3. Ausgangsleistung, Kollektorverlustleistung und aufgenommene Gleichstromleistung 20
2.3.4. Ausgangsübertrager 21
2.3.5. Eingangswiderstand und Basisspannungsteiler der Endtransistoren 23
2.3.6. Treiberstufe und Treiberübertrager 26
2.4. Serien-Gegentakt-Verstärker oder eisenlose Endstufe 28
2.4.1. Die Weiterentwicklung des transformatorgekoppelten Verstärkers zur eisenlosen Endstufe 28
2.4.2. Die Funktion des Serien-Gegentakt-Verstärkers 33
2.4.3. Dimensionierungshinweise und Berechnungsbeispiel . 37
3. Integrierte Leistungsverstärker 42
3.1. Eigenschaften, Vor- und Nachteile integrierter Schaltungen 42
3.2. Elektrischer Aufbau und Wirkungsweise 43
3.3. Beschreibung der Funktionsgruppen 44
3.3.1. Eingangsverstärker 44
3.3.2. Treiber- und Endstufe 44
3.3.3. Abgleich- und Regelnetzwerk 45
3.3.4. Wärmeschutzschaltung 47
3.4. Typische elektrische Eigenschaften 48

3.4.1. Betriebsspannungsbereich 48
3.4.2. Lastwiderstand, Ausgangsleistung 49
3.4.3. Verlustleistung, Kühlung 49
3.4.4. Eingangsspannung 50
3.4.5. Eingangswiderstand, Rauschoptimum 50
3.4.6. Verstärkung 50
3.4.7. Frequenzgang 51
3.4.8. Brummspannungsunterdrückung 51
3.4.9. Klirrfaktor 52
3.5. Anwendungsbeispiele 52
3.5.1. Grundschaltung mit Last gegen Masse 52
3.5.2. Schaltung mit Last gegen Versorgungsspannung 52
3.5.3. Stereoverstärker 53
3.6. Applikationshinweise 53
3.7. Integrierte Verstärker größerer Leistung 55
4. 50-W-Portableverstärker 60
4.1. Leistungsdaten 60
4.2. Elektrischer Aufbau 61
4.3. Beschreibung der Baugruppen 66
4.3.1. Vorverstärker 66
4.3.2. 6-Kanal-Mischfeld 69
4.3.3. Höhen-Tiefen-Netzwerke 69
4.3.4. Abhörverstärker 73
4.3.5. Übersteuerungsüberwachung 73
4.3.6. Aussteuerungsanzeige 76
4.3.7. Endverstärker 78
4.3.8. Temperaturüberwachung 83
4.3.9. 12-V-Regelteil „EV“ 84
4.3.10. Netzteil, Hauptregelteil 86
4.4. Technische Daten der Baugruppen 88
4.5. Mechanischer Aufbau 92
5. Transistoruniversalverstärker-Baustein 95
5.1. Allgemeines 95
5.2. Beschreibung der Schaltung 95
5.3. Schaltungsvarianten 101
5.4. Aufbau und Bestückung 103
5.5. Inbetriebnahme und Erprobung 111
5.6. Geräteaufbau und -prüfung 120
5.7. Betriebsspannungsversorgung 123
Literaturhinweise 128

Vorwort

Die Entwicklung auf dem Gebiet der Niederfrequenzverstärker wurde in den vergangenen 30 Jahren durch den Siegeszug der Halbleitertechnik vorangetrieben. Angefangen von den transformatorgekoppelten Leistungsendstufen über den Seriengegentaktverstärker wird der gegenwärtige Entwicklungsstand durch den vollintegrierten Leistungsverstärker bestimmt. Diese Entwicklung wurde in den letzten 10 Jahren auf dem Gebiet der Amateurliteratur nur teilweise, meist durch Veröffentlichung fertiger Schaltungen, berücksichtigt. Das kommt zwar den Wünschen der, oft unerfahrenen, Amateure entgegen, bringt aber die Gefahr mit sich, daß eine derart nachgebaute Schaltung nicht funktioniert oder wenn die angegebenen Bauelemente nicht greifbar sind, nicht optimal ausgelegt werden kann. Vom Amateur wird nicht gefordert, nach dem „Warum" zu fragen, und er weiß sich deshalb bei auftretenden Fehlern meist nicht zu helfen. Diese Broschüre soll, wenn auch im beschränkten Umfang, dazu beitragen, daß sich der Amateur mit der Theorie und Praxis der Niederfrequenzverstärker näher vertraut machen kann. Der wichtigste und am schwersten zu beherrschende Teil des Niederfrequenzverstärkers, der Endverstärker, seine Dimensionierung und Berechnung in transformatorgekoppelter und eisenloser Ausführung bestimmen einen wesentlichen Teil dieses Heftes. Dem geringen Umfang dieses Heftes entsprechend kann allerdings nur die Gegentakt-B- bzw. A-B-Schaltung behandelt werden. In einem weiteren Abschnitt werden integrierte Leistungsverstärker, ihre Wirkungsweise und Schaltungstechnik kurz erwähnt. Es schließt sich die Beschreibung eines transformatorgekoppelten 50-W-Portableverstärkers und die Bauanleitung eines eisenlosen Universalverstärker-Bausteins an. Mit diesem Themenkreis werden erfahrene Amateure sowie Elektronik-Arbeitsgemeinschaften an Schulen, Stationen Junger Techniker und Klubstationen der *Gesellschaft für Sport und Technik* angesprochen.

Besonderer Dank gilt Herrn Dipl.-Ing. *Klaus Schlenzig* sowie den Mitarbeitern der *Station Junger Techniker und Naturforscher*,

Königstein und Herrn Dipl.-Ing. *Hermann Dornfeld* vom VEB *Halbleiterwerk* Frankfurt (Oder), Außenstelle Leipzig.

Heidenau, im Sommer 1980 *Dietmar Schiller*

1. Einführung

Viele junge Amateure, die sich mit dem interessanten Hobby *Elektronik* befassen, haben schon bald die Absicht, einen Stereoverstärker für ihren Plattenspieler oder einen leistungsfähigen Mischverstärker für die Klassendisko, möglichst mit 20 W Ausgangsleistung und mehr, aufzubauen. In einer Schaltungssammlung oder Zeitschrift findet der junge Amateur eine ihm günstig erscheinende Schaltung, er kauft sich das nicht gerade billige Material und baut den Verstärker auf. Nachdem durch wildes Schwingen dieses Aufbaus einige Endstufentransistoren „gehimmelt" worden sind, gibt er es entweder auf oder läßt sich von erfahrenen Amateuren beraten. Doch nicht jeder „alte Hase" hat Erfahrung auf dem Gebiet der Verstärkertechnik, und gerade mit eisenlosen Endstufen zahlt auch der Praktiker noch oft Lehrgeld. Deshalb sollte sich jeder Elektronikamateur immer wieder einprägen, daß die so leicht erscheinende Verstärkerschaltung nicht einfach nur nach Stromlaufplan zusammengebaut werden kann und dann funktioniert, sondern daß es auf einen äußerst sorgfältigen Aufbau ankommt und bestimmte Meßgeräte unbedingt erforderlich sind. Diese findet man meist in Arbeitsgemeinschaften *Elektronik* an Schulen bzw. *Stationen Junger Techniker* oder in Klubstationen der *Gesellschaft für Sport und Technik.* Dem jungen, noch unerfahrenen Amateur ist die Teilnahme an einer der genannten Einrichtungen unbedingt anzuraten.

Anliegen dieser Broschüre ist es deshalb, dem ernsthaften Amateur praktische Dimensionierungs-Aufbau- und Abgleichhinweise für die Entwicklung von Transistorleistungsverstärkern zu geben und diese an Hand eines nachbausicheren Universalverstärkerbausteins zu demonstrieren. Dabei sollte man das Wort „nachbausicher" nicht so verstanden wissen, daß nun jeder Anfänger den Universalverstärker sofort nachbauen kann. Auch die beste Bauanleitung ersetzt weder die fehlende Erfahrung noch das Gefühl und das Wissen um die Bauelemente.

2. Dimensionierung von Endverstärkern

2.1. Wahl der Endstufenschaltung

Grundlage für die Entwicklung einer Verstärkerschaltung sollten folgende Fragen sein:
- Welche Ausgangsleistung wird benötigt?
- Welche Betriebsspannung steht zur Verfügung?
- Welchen Wert hat der Lastwiderstand (Lautsprecher oder Lautsprechergruppe)?

Da der Amateur vielfach Schwierigkeiten beim Beschaffen der Bauelemente hat, sind für ihn noch einige andere Fragen von Bedeutung:
- Welche Leistungstransistoren stehen zur Verfügung?
- Wie kann man auf einfache Weise Leiterplatten selbst herstellen?
- Wird für den geplanten Verstärker ein schon vorhandenes Gehäuse genutzt oder ein solches selbst angefertigt?

Die Antworten auf die ersten drei Fragen legen die Art des Endverstärkers fest, die übrigen bestimmen die Abmessungen des Geräts und den technologischen Bauablauf. Bei Ausgangsleistungen bis etwa 5 W und problemloser Spannungsversorgung sollte in jedem Fall der integrierte Leistungsverstärker gewählt werden. Diese preiswerten Bausteine benötigen nur noch wenig externe Bauelemente für einen kompletten NF-Verstärker. Will man eine Leistung von 3 bis 5 W mit der 6-V-Autobatterie erreichen, so ist das mit integrierten Verstärkern allerdings nicht ohne weiteres möglich. In einem solchen Fall hilft entweder die transformatorgekoppelte Endstufe oder der Bau eines Transverters von 6 auf 12 ... 14 V. Sind noch keine Bauelemente für eine „Eisenendstufe" vorhanden, so ist die zweite Variante unbedingt vorzuziehen.

Für das Gebiet der mittleren bis großen Ausgangsleistungen bei niederohmigen Lastwiderständen und beliebig zu wählender Betriebsspannung ist wegen ihrer günstigen Eigenschaften nur die Seriengegentaktschaltung in B-Betrieb oder *eisenlose Endstufe* zu empfehlen. Diese Schaltung wird in zahllosen Varianten

als NF-Verstärker eingesetzt. Auch die integrierten Leistungsverstärker beruhen darauf. Probleme treten nur dann auf, wenn die Betriebsspannung nicht mehr frei wählbar oder der Lastwiderstand hochohmig ist, da diese Größen bei der eisenlosen Endstufe in fester Beziehung zueinander stehen. In einem solchen Fall muß dann zur transformatorgekoppelten Endstufe gegriffen werden. Steht z. B. für einen Portable-Verstärker mit einer erforderlichen Ausgangsleistung von 25 W die 12-V-Autobatterie zur Verfügung, so kann diese Leistung nur durch die letztgenannte Schaltung realisiert werden. Das ist darauf zurückzuführen, daß beim transformatorgekoppelten Endverstärker die Leistungstransistoren über den Ausgangsübertrager die volle Betriebsspannung erhalten. Außerdem kann der Lastwiderstand durch ein optimales Übersetzungsverhältnis transformatorisch an die Endstufe angepaßt werden, während beim eisenlosen Seriengegentaktverstärker jeder Leistungstransistor nur an der halben Betriebsspannung liegt und direkt oder über Koppelkondensator seine Ausgangsleistung an die Last (Lautsprecher) abgibt. Da die Spannung quadratisch in die Leistung eingeht, gibt die eisenlose Endstufe bei gleicher Betriebsspannung nur etwa den vierten Teil der Ausgangsleistung des transformatorgekoppelten Endverstärkers ab. Bei den Endstufen soll allerdings nur die Gegentakt-B-Schaltung behandelt werden. Eintakt- und Gegentakt-A-Stufen haben einen sehr schlechten Wirkungsgrad und sind, mit Ausnahme der Treiberstufe des transformatorgekoppelten Verstärkers, für den Amateur relativ uninteressant. Eine Beschreibung von Eintakt-A-Stufen ist in [1] enthalten.

2.2. Bestimmung der Leistungstransistoren

2.2.1. Grenz- und Kennwerte

Obwohl es im Zeitalter der integrierten Leistungsverstärker anachronistisch erscheint, über Germaniumleistungstransistoren zu sprechen, kann man davon ausgehen, daß viele Amateure die relativ billigen Germaniumtransistoren noch in ihrer Bastelkiste haben oder preiswert kaufen können. In Tabelle 2.1 sind die Grenz- und Kennwerte einiger für den Amateur interessanten Germanium- und Siliziumtypen zusammengestellt. In diesem Zusammenhang erscheint es notwendig, einmal etwas über die

Tabelle 2.1 Grenz- und Kennwerte einiger Germanium- und

Typ	Technologie	Hersteller	U_{CE} max ($U_{CE\,R}$)	I_C max $I_{CM\,max}$*)	I_B max	U_{EB} max	P_{tot} bei 25 °C	R_{thG} R_{thje}*)
GD170	Ge-pnp	RWN	20 V (33 V)	3 A	0,6 A	10 V	5,3 W	7,5 K/W
GD175	Ge-pnp	RWN	30 V (48 V)	3 A	0,6 A	10 V	5,3 W	7,5 K/W
GD180	Ge-pnp	RWN	38 V (60 V)	3 A	0,6 A	10 V	5,3 W	7,5 K/W
GD240	Ge-pnp	RWN	18 V (25 V)	3 A	0,6 A	20 V	10 W	4 K/W
GD241	Ge-pnp	RWN	30 V (35 V)	3 A	0,6 A	20 V	10 W	4 K/W
GD242	Ge-pnp	RWN	42 V (48 V)	3 A	0,6 A	20 V	10 W	4 K/W
GD243	Ge-pnp	RWN	55 V (65 V)	3 A	0,6 A	20 V	10 W	4 K/W
GD244	Ge-pnp	RWN	65 V (70 V)	3 A	0,6 A	20 V	10 W	4 K/W
AD161	Ge-npn	UVR	20 V	2,5 A*)	0,3 A	10 V	4 W (55 °C)	4,5 K/W
AD162	Ge-pnp	UVR	20 V	2,5 A*)	0,1 A	10 V	6 W (62 °C)	4,5 K/W
ASZ1015	Ge-pnp	UVR	60 V	6 A	1 A	40 V	22,5 W (45 °C)	2 K/W
ASZ1016	Ge-pnp	UVR	48 V	6 A	1 A	20 V	22,5 W (45 °C)	2 K/W
ASZ1017	Ge-pnp	UVR	48 V	6 A	1 A	20 V	22,5 W (45 °C)	2 K/W
ASZ1018	Ge-pnp	UVR	60 V	6 A	1 A	40 V	22,5 W (45 °C)	2 K/W
ASZ15	Ge-pnp	Valvo	60 V	10 A*)	1 A	40 V	30 W	1,5 K/W
ASZ16	Ge-pnp	Valvo	32 V	10 A*)	1 A	20 V	30 W	1,5 K/W
KU601	Si-npn	TESLA	50 V	3 A	0,5 A	3 V	10 W (75 °C)	5 K/W
KU605	Si-npn	TESLA	80 V	10 A	2 A	6 V	50 W (70 °C)	1,5 K/W
KU607	Si-npn	TESLA	80 V	10 A	2 A	5 V	70 W (35 °C)	1,5 K/W
KU611	Si-npn	TESLA	50 V	3 A	0,5 A	3 V	10 W (45 °C)	11 K/W
KD501	Si-npn	TESLA	40 V	20 A	7 A	5 V	150 W (100 °C)	0,866 K/W
KD503	Si-npn	TESLA	80 V	20 A	7 A	5 V	150 W (100 °C)	0,866 K/W
KD606	Si-npn	TESLA	60 V	10 A	2 A	5 V	70 W	1,5 K/W
KD607	Si-npn	TESLA	80 V	10 A	2 A	5 V	70 W	1,5 K/W
KD616	Si-pnp	TESLA	60 V	10 A	2 A	5 V	70 W	1,5 K/W
KD617	Si-pnp	TESLA	80 V	10 A	2 A	5 V	70 W	1,5 K/W
BD140	Si-pnp	Unitra	80 V	1,5 A*)	0,2 A	5 V	8 W (70 °C)	10 K/W
BD139	Si-pnp	Unitra	80 V	1,5 A*)	0,2 A	5 V	8 W (70 °C)	10 K/W
KFY18	Si-pnp	TESLA	45 V	0,6 A	0,1 A	5 V	2,6 W (45 °C)	60 K/W*)
KF517	Si-pnp	TESLA	30 V	0,6 A	0,1 A	5 V	2,6 W	60 K/W*)

ϑ_j in °C	B (h_{21E})	bei I_C	$U_{CE\,sat}$ bei $I_{C\,max}$	U_{BE} (max)	bei I_C	f_T (f_α)	Bemerkungen
85 °C	(18 ... 90)	0,2 A	0,6 V	1 V	1,5 A	0,25 MHz	
85 °C	18 ... 90	0,2 A	0,6 V	1 V	1,5 A	0,25 MHz	
85 °C	18 ... 90	0,2 A	0,6 V	1 V	1,5 A	0,25 MHz	
85 °C	18 ... 90	0,5 A	0,6 V	1,4 V	2 A	0,35 MHz	
85 °C	18 ... 90	0,5 A	0,6 V	1,4 V	2 A	0,35 MHz	
85 °C	18 ... 90	0,5 A	0,6 V	1,4 V	2 A	0,35 MHz	
85 °C	18 ... 90	0,5 A	0,6 V	1,4 V	2 A	0,3 MHz	
85 °C	18 ... 90	0,5 A	0,6 V	1,4 V	2 A	0,3 MHz	
90 °C	150	0,5 A	0,6 V	0,9 V	1 A	1,5 MHz	
90 °C	50 ... 300	0,5 A	0,6 V	0,7 V	1 A	1,5 MHz	
90 °C	15 ... 30	6 A	0,5 V	1,6 V	6 A	(0,25 MHz)	
90 °C	35 ... 80	6 A	0,5 V	1,6 V	6 A	(0,25 MHz)	
90 °C	20 ... 45	6 A	0,5 V	1,6 V	6 A	(0,25 MHz)	
90 °C	20 ... 65	6 A	0,5 V	1,6 V	6 A	(0,25 MHz)	
90 °C	15 ... 30	6 A	0,4 V	1,4 V	6 A	0,2 MHz	
90 °C	35 ... 80	6 A	0,4 V	1,4 V	6 A	0,25 MHz	
155 °C	20 ... 68	0,2 A	1 V	1,3 V	1 A	15 MHz	
155 °C	45	2 A	1,7 V	2,4 V	8 A	5 MHz	
155 °C	45	2 A	1,7 V	2,4 V	8 A	9 MHz	
155 °C	20 ... 73	1 A	1,0 V	1,3 V	1 A	15 MHz	
155 °C	15 ... 40	15 A	0,75 A	1,7 V	10 A	2 MHz	
155 °C	15 ... 40	15 A	0,75 V	1,7 V	10 A	2 MHz	
155 °C	10 ... 30	10 A	2 V	2,4 V	10 A	2 MHz	Komplementärpaare
155 °C	10 ... 30	10 A	2 V	2,4 V	10 A	2 MHz	
155 °C	10 ... 30	10 A	2 V	2,4 V	10 A	2 MHz	
155 °C	10 ... 30	10 A	2 V	2,4 V	10 A	2 MHz	
150 °C	25	0,5 A	1,2 V (1 A)	1 V	0,5 A	75 MHz	Komplementärpaare
150 °C	25	0,5 A	1,6 V (1 A)	1 V	0,5 A	250 MHz	
200 °C	100 ... 150	0,15 A	1 V (0,15 A)	1,3 V	0,15 A	60 MHz	
200 °C	40	0,15 A	1 V (0,15 A)	1,3 V	0,15 A	50 MHz	

in den Halbleiterkatalogen angegebenen Parameter zu bemerken. Vielen Amateuren stehen meist nur Übersichtskataloge mit der Angabe einiger Grenzwerte und Kenndaten zur Verfügung. Diese sollten aber nur zu einer ersten Information genügen.

Ist die Wahl auf einen bestimmten Transistor gefallen, so sollte man die Mühe nicht scheuen, sich die ausführlichen Kurvenblätter und Kenndaten dieses Transistors, z. B. in einer technischen Bücherei, zu besorgen. Es ist nicht immer leicht, an entsprechende Unterlagen, vor allem ausländischer Transistoren, heranzukommen, doch sind im Laufe der Jahre schon so viele Transistorkataloge erschienen, daß es bei etwas gutem Willen meist eine Lösung gibt.

Allgemein ist zu Grenz- und Kennwerten folgendes zu sagen:

- Grenzwerte dürfen unter keinen Umständen überschritten werden.

  Die angegebene Gesamtverlustleistung P_{tot} oder auch „zulässige Verlustleistung $P_{tot\ max}$" ist die gesamte, im Transistor in Wärme umgesetzte Leistung, sie bezieht sich immer auf die Summe der Leistungen im Basis- und Kollektorkreis bis zu einer bestimmten Umgebungstemperatur und Betriebsspannung. Da die Leistung im Basiskreis oft sehr gering ist, kann sie in den meisten Fällen vernachlässigt werden. Ausführliche Kenndatenblätter von Leistungstransistoren enthalten vielfach Leistungsreduktionskurven bei höheren Betriebsspannungen, Kurven über den sogenannten „erlaubten Arbeitsbereich" oder Reduktionskurven der Gesamtverlustleistung bei höheren Gehäusetemperaturen. Bei Leistungstransistoren für Kühlkörpermontage bezieht sich die Angabe der Gesamtverlustleistung auf die Gehäusetemperatur, d. h., wollte man die volle Verlustleistung ausnutzen, müßte man einen idealen Kühlkörper anbringen, der sämtliche Wärme vom Transistorgehäuse abführt. Das ist aus wirtschaftlichen und räumlichen Erwägungen nicht möglich. Mit einigermaßen vertretbaren Kühlflächen oder Kühlkörpern lassen sich etwa 50% der angegebenen Gesamt- oder Maximalverlustleistung erreichen. Zur besseren Unterscheidung von der *zulässigen* Gesamtverlustleistung P_{tot} soll die *zugeführte* maximale Kollektorverlustleistung in den folgenden Formeln mit $P_{V\ max}$ bezeichnet werden. Bei Leistungstransistoren für Kühlkörpermontage muß immer $P_{V\ max} < P_{tot}$ sein.

- Der maximal zulässige Kollektorstrom $I_{C\,max}$ oder I_{CL} ist der höchste dauernd zulässige Kollektorgleichstrom. Er darf, sofern nicht anders angegeben, vom Scheitel- oder Spitzenwert des Kollektorstroms ($\widehat{I}_C$) bei Verstärkerbetrieb des Transistors nicht überschritten werden. In diesem Fall ist dann $I_{C\,max} = \widehat{I}_C$. In den folgenden Berechnungen wird zur besseren Unterscheidung der maximal zulässige Kollektorstrom mit $I_{C\,max}$ und der Kollektorspitzenstrom mit $\widehat{I}_C$ bezeichnet.
- Die zulässige Kollektor-Emitter-Spannung U_{CE} ist vom Widerstand zwischen Basis und Emitter abhängig. Große Widerstandswerte setzen diese herab. Bei Werten über 100 Ω sollte man im Betriebsspannungsgrenzbereich, vor allem bei Germanium-Leistungstransistoren, die entsprechende Reduktionskurve $U_{CE} = f(R_{BE})$ beachten.
- Alle angegebenen Kennwerte beziehen sich auf einen bestimmten Arbeitspunkt. Sie sind mehr oder weniger großen Veränderungen bei Änderung von Umgebungstemperatur sowie Strom- und Spannungswerten unterworfen.
- Infolge der großen Parameterstreubreite werden vielfach minimale, typische oder maximale Werte für Kenndaten angegeben. Auch die Kurzschlußstromverstärkung (Stromverstärkungsfaktor) ist starken Streuungen unterworfen und wird deshalb in verschiedenen Stromverstärkungsgruppen ausgeliefert. Das ist bei der Bauelementebeschaffung und der Schaltungsberechnung unbedingt zu berücksichtigen.

Um die Ausfälle niedrig zu halten, sollte man bei der Auswahl der Endtransistoren beachten, daß sie in der geplanten Verstärkerschaltung nicht unmittelbar bis zu Leistungs- und Spannungsgrenzwerten ausgefahren werden. So werden z. B. Endtransistoren einer transformatorgekoppelten Endstufe in Gegentaktschaltung zwischen Kollektor und Emitter mit etwa der doppelten Betriebsspannung belastet. Außerdem sollte man den maximal zulässigen Kollektorstrom bei Qualitätsverstärkern wegen der nichtlinearen Eingangskennlinien der Endtransistoren nur etwa zu 80 bis 85% ausnutzen. Bei Germaniumleistungstransistoren bedingt die niedrige, zulässige obere Grenzfrequenz eine Reduzierung der Ausgangsleistung für hohe Frequenzen. Außerdem treten dort höhere Klirrfaktoren auf. Die meisten Transistorhersteller geben für Leistungstransistoren die Transit- oder Über-

gangsfrequenz f_T an. Das ist die Meßfrequenz, bei der der Betrag der Kurzschlußstromverstärkung in Emitterschaltung den Wert 1 hat. Da die f_T-Frequenz von den geometrischen Abmessungen, der Technologie, dem Arbeitspunkt und der Stromverstärkung der Transistoren abhängt, gibt es nur eine allgemeine Proportionalität zur Grenzfrequenz in Emitterschaltung. Wichtig ist die Beachtung der Grenzfrequenz nur bei Germaniumleistungstransistoren. Für qualitativ hochwertige Leistungsverstärker sollten keine Transistoren mit f_T-Frequenzen < 200 kHz eingesetzt werden. Bei Siliziumtransistoren liegen die f_T-Frequenzen infolge der höheren Ladungsträgerbeweglichkeit in der Regel auch bei großen Leistungstransistoren über 1 MHz.

2.2.2. Berechnung der erforderlichen Verlustleistung und des Kollektorstroms

Hauptkriterien bei der Auswahl der Endtransistortypen sind die zulässige Verlustleistung P_{tot} und der maximale Kollektorstrom $I_{C\,max}$. Für die Verlustleistung und den Kollektorspitzenstrom $\hat{I}_C$, mit denen jeder Endstufentransistor in Gegentakt-B-Schaltung beaufschlagt wird, gibt es folgende überschlägige Beziehungen [2]:

a) Für transformatorgekoppelte Endstufen

$$P_{V\,max} \approx \frac{P_o}{3{,}4} \quad ; \tag{1}$$

$P_{V\,max}$ – zugeführte maximale Kollektorverlustleistung je Transistor, P_o – Ausgangsleistung der Endstufe.

Der Kollektorspitzenstrom ergibt sich ebenfalls aus der Ausgangsleistung und der Betriebsspannung

$$\hat{I}_C \approx \frac{2\,P_o}{U_B} \quad ; \tag{2}$$

$\hat{I}_C$ – Kollektorspitzentrom bei Vollaussteuerung, darf, wenn nicht anders angegeben, $I_{C\,max}$ nicht überschreiten.

b) Für Seriengegentaktschaltung (eisenlose Endstufe)

$$P_{V\,max} \approx \frac{P_o}{3}. \tag{3}$$

In diesem Fall erhält man den Kollektorspitzenstrom aus Betriebsspannung und Lastwiderstand R_L:

$$\hat{I}_C \approx \frac{U_B}{2\,R_L}. \tag{4}$$

Da Transistorrestspannungen und die Emitterwiderstände nicht berücksichtigt wurden, ergeben Gl. (2) und Gl. (4) „sichere" Resultate. Ein Überschlag ergibt beispielsweise, daß an eine eisenlose Endstufe mit Germaniumtypen *GD 241 ... GD 244* ($I_{C\,max} = 3$ A) und einen Lastwiderstand von 4 Ω keine größere Betriebsspannung als 24 V, bei Berücksichtigung von Emitterwiderstand und Restspannung 27 V, angelegt werden darf. Damit wären, wie die weiteren Rechnungen zeigen, etwa 15 W Ausgangsleistung zu erzielen. Der Lastwiderstand wird zur Berechnung reell, d. h. rein ohmig angenommen.

2.2.3. Erforderlicher Wärmewiderstand des Kühlkörpers

Im vorhergehenden Beispiel der eisenlosen Endstufe mit Germaniumtransistoren *GD 242* und 15 W Ausgangsleistung würde nach Gl. (3) ein Transistor mit einer maximalen Verlustleistung $P_{V\,max}$ von 3,75 W belastet werden. Am zweiten Transistor tritt selbstverständlich die gleiche Verlustleistung auf. Diese wird im Transistor in Wärme umgesetzt und muß, sofern sie nicht direkt an die Umgebungsluft abgegeben werden kann, von geeigneten Kühlkörpern abgeführt werden. Die Verlustleistung, die ein Halbleiterbauelement aufnehmen kann, richtet sich nach der zulässigen Kristall- oder Sperrschichttemperatur ϑ_j (Ge-Transistoren, 75 ... 100 °C, Si-Transistoren 150 ... 200 °C je nach Typ unterschiedlich), der Umgebungstemperatur ϑ_a und den inneren und äußeren Wärmeübergangswiderständen des Transistors, von der Sperrschicht zu den umgebenden Medien. Der Gesamtwärmewiderstand $R_{th\,ja}$ ist gleich der Summe der einzelnen Teilwärmewiderstände des Systems

$$R_{th\,ja} = R_{th\,G} + R_{th\,G/K} + R_{th\,K}\,; \tag{5}$$

$R_{th\,G}$ – Wärmewiderstand zwischen Sperrschicht und Gehäuse,

$R_{th\ G/K}$ – Wärmewiderstand zwischen Gehäuseboden und Kühlblech, $R_{th\ K}$ – Wärmewiderstand des Kühlkörpers.
Der Gesamtwärmewiderstand errechnet sich nach folgender Beziehung:

$$R_{th\ ja} = \frac{\vartheta_j - \vartheta_a}{P_{V\ max}} . \tag{6}$$

Maximale Sperrschichttemperatur, innerer Wärmewiderstand und maximale Verlustleistung werden vom Halbleiterhersteller meist angegeben.
Nun ist für den *GD 242* ein geeignetes Kühlblech zu berechnen. Geht man von einer maximalen Umgebungstemperatur von 50 °C aus, die in einem geschlossenen Gehäuse leicht erreicht wird und rundet $P_{V\ max}$ zur besseren Berechnung auf 4 W auf, so ergibt sich bei einer maximalen Sperrschichttemperatur ϑ_j von 85 °C nach Gl. (6) folgender gesamter Wärmewiderstand $R_{th\ ja}$:

$$R_{th\ ja} = \frac{85\text{K} - 50\text{K}}{4\ \text{W}} = 8{,}75\ \text{K/W} .$$

$R_{th\ ja}$ setzt sich nach Gl. (5) aus einzelnen Teilwärmewiderständen zusammen. Der innere Wärmewiderstand $R_{th\ G}$ beträgt laut Kenndatenblatt 4 K/W. Nimmt man isolierte Montage mit einer beiderseitig mit Silikonfett versehenen dünnen Isolierscheibe und einen Wärmewiderstand $R_{th\ G/K}$ (Isolierscheibe) von 0,5 K/W an, so ergibt sich der Wärmewiderstand $R_{th\ K}$ des Kühlkörpers

$$R_{th\ K} = R_{th\ ja} - (R_{th\ G} + R_{th\ G/K}) \tag{7}$$

$$R_{th\ K} = 8{,}75\ \text{K/W} - (4\ \text{K/W} + 0{,}5\ \text{K/W}) = 4{,}25\ \text{K/W}$$

Diesen Wärmewiderstand muß der Kühlkörper für einen Transistor haben. Ausführliche Berechnungsunterlagen für Kühlkörper sind in [3] enthalten. Diese Broschüre enthält auch eine für die Praxis ausreichende Näherungsformel zur Ermittlung der Kühlblechgröße

$$A = \frac{650\ \text{C}}{R_{th\ K} - \dfrac{3{,}3\sqrt[4]{\text{C}}}{\sqrt{\lambda\, d}}} ; \tag{8}$$

$R_{th\ k}$ – Wärmewiderstand des Kühlblechs in K/W, λ – Wärmeleitwert des Kühlblechs in W/K · cm, d – Dicke des Kühlblechs in

mm, A – Fläche des Kühlblechs in cm², C – Korrekturfaktor für Lage und Oberflächenbeschaffenheit des Kühlblechs.
Aus dieser etwas kompliziert erscheinenden Formel wurde der Term

$$\frac{3{,}3\sqrt[4]{C}}{\sqrt{\lambda d}}$$

herausgenommen und als Korrekturfaktor K, versehen mit den Indizes für Lage und Oberflächenbeschaffenheit, in Form einer Tabelle zusammengestellt. Damit vereinfacht sich Gl. (8) zu

$$A = \frac{650\,C}{R_{th\,K} - K}. \tag{9}$$

Für 2 mm dickes Aluminiumblech, blank, senkrechte Lage, ergibt sich K aus der genannten Tabelle zu 1,55; Kühlblech, blank, waagerechte Lage zu 1,61. Der Korrekturfaktor C ist für blankes Blech, senkrecht 0,85 und waagerecht 1,0.
Sieht man im Beispiel waagerechte Gebrauchslage vor, so wird ein Kühlblech (AL 99,5, 2 mm dick) von

$$A = \frac{650 \cdot 1{,}0}{4{,}25 - 1{,}61} = 246\ \text{cm}^2$$

benötigt.
Das ist etwa ein Blech von 16 cm × 16 cm. Für die Forderungen moderner Verstärker nach möglichst geringen Abmessungen ist der Kühlkörper, da er ja doppelt gebraucht wird, entschieden zu groß. Abhilfe schaffen Schwärzen des Kühlkörpers mit nichtmetallhaltiger Farbe, mehrere Bleche in Form von Rippen übereinander anbringen, vor dem Schwärzen zur Vergrößerung der Oberfläche grob sandstrahlen, Profilkühlkörper usw. Bei dem in Abschnitt 5. vorgestellten Universalverstärker sind einige Kühlkörpervarianten aufgeführt.

2.3. Gegentakt-B-Verstärker mit Ausgangs- und Treiberübertrager

2.3.1. Paarigkeit der Endtransistoren

Um den Klirrfaktor eines B-Verstärkers niedrig zu halten, ist die Verwendung von Transistorpärchen, d. h. nach annähernd glei-

chen Stromverstärkungen und Basisspannungen herausgesuchte Transistoren, erforderlich. Vom Transistorhersteller werden diese schon als Pärchen geliefert (z. B. 2 *GD 242*). Stehen keine Pärchen zur Verfügung, so müssen sie ausgemessen werden, wobei das Verhältnis der zwei Kollektorströme und Basisspannungen bei 2 oder 3 unterschiedlichen Arbeitspunkten nicht über 1,2 sein sollte. Auch bei noch so gut auf Paarigkeit ausgesuchten Transistoren gibt es Punkte, für die die Kennlinien nicht übereinstimmen. Das macht sich bei Gegentakt-B-Endstufen, besonders bei kleinen Aussteuerungen, durch die sogenannten „Übernahmeverzerrungen" bemerkbar. Diese sind bei Ansteuerung des Verstärkers mit Sinuston daran zu erkennen, daß am Verstärkerausgang bei kleinen Amplituden, im Übergang von der positiven zur negativen Halbwelle und umgekehrt, ein Sprung oder Überlappungsfehler auftritt. Das kann durch einen Ruhestrom über die Endtransistoren vermieden werden, der um so größer sein muß, je weniger diese bezüglich Paarigkeit übereinstimmen. Dabei muß beachtet werden, daß dieser Ruhestrom zu zusätzlichen Verlusten und zur Temperaturerhöhung an den Endtransistoren führt.

2.3.2. Bestimmung der maximalen Betriebsspannung und des Lastwiderstands

Bei der Dimensionierung einer Übertrager-Endstufe geht man, wie schon erwähnt, von den Grenzwerten der Leistungstransistoren aus. Das erste Auswahlkriterium ist die maximal zulässige Betriebsspannung

$$U_{\mathrm{B\,max}} \leqq \frac{U_{\mathrm{CE\,max}}}{2} \quad ; \tag{10}$$

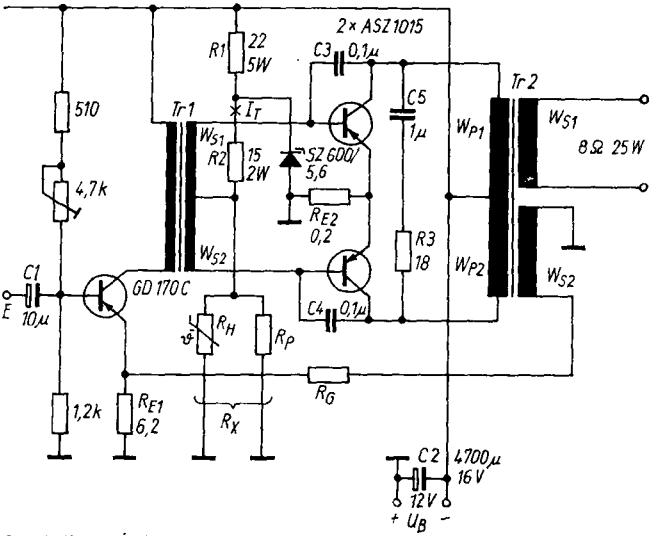
$U_{\mathrm{CE\,max}}$ – maximal zulässige Kollektor-Emitter-Spannung. Außerdem ist hier eine eventuell erforderliche Spannungsreduktion bei größeren Basis-Emitter-Widerständen zu berücksichtigen.

Der Außenwiderstand R_{a}, den der Endtransistor „sieht", bestimmt seinen Kollektorstrom und seine Verlustleistung $P_{\mathrm{V\,max}}$. Er ist so zu wählen, daß der maximale Kollektorstrom und die vorgegebene Verlustleistung nicht überschritten werden. In Abhängigkeit vom maximalen Kollektorstrom erhält man

$$R_a \geqq \frac{U_B - U_{CE\ sat}}{\hat{I}_C}; \qquad (11)$$

$U_{CE\ sat}$ – Kollektor-Emitter-Restspannung, $\hat{I}_C$ – Kollektorspitzenstrom, hier gleich $I_{C\ max}$.

Ist die Betriebsspannung relativ groß, so wird der Außenwiderstand meist durch die, aus der überschlägigen Beziehung Gl. (1) und einer groben Kühlkörperberechnung, vorgegebene maximale Verlustleistung $P_{V\ max}$ bestimmt



Tr 1 M55 mit Luftspalt
primär : 433 Wdg., 0,4-mm-CuL
sekundär : 2 × 200 Wdg., 0,4-mm-CuL (bifilar)

Tr 2 M85 ohne Luftspalt
primär : 2 × 43 Wdg., 1,2-mm-CuL (bifilar)
sekundär : W_{S1} 94 Wdg., 1,2-mm-CuL
W_{S2} 94 Wdg., 0,3-mm-CuL

R_P = 1,8 Ω // 25-Ω-Einstellregler
R_H = TNK 2,7-10
R_G so auslegen, daß bei Vollaussteuerung mit 1 kHz
$U_{e\,eff}$ = 2 V erforderlich sind.

Bild 2.1 Transformatorgekoppelter 25-W-Verstärker für Batteriebetrieb

$$R_a \geqq \frac{U_B^2}{\pi^2 P_{V\,max}} \,. \tag{12}$$

Zur Kontrolle ist der Außenwiderstand mit Gl. (11) und Gl. (12) zu berechnen. Der jeweils größere Wert wird gewählt. Bild 2.1 zeigt als Beispiel einen transformatorgekoppelten 25-W-Verstärker, der mit den folgenden Beziehungen berechnet werden kann.

2.3.3. Ausgangsleistung, Kollektorverlustleistung und aufgenommene Gleichstromleistung

Wurde R_a nach Gl. (12) festgelegt, so kann $I_{C\,max}$ durch Umstellung von Gl. (11) bestimmt werden. Damit läßt sich bei sinusförmiger Aussteuerung und nach Festlegung des Ruhestroms I_R (je Transistor) die maximale, an den Ausgangsübertrager abgegebene Wechselstromleistung $P_{O\,Tr}$ beider Transistoren berechnen

$$P_{O\,Tr} = \frac{1}{2} (I_{C\,max} - I_R) \cdot (U_B - U_{CE\,sat}) \,. \tag{13}$$

Aus dieser Formel ist zu erkennen, daß der Ruhestrom die erreichbare Ausgangsleistung reduziert. Es sollte deshalb und wegen der Zunahme der Transistorverlustleistung nicht größer als unbedingt nötig gewählt werden (Übergangsverzerrungen beachten). Bei Germaniumleistungstransistoren wird die untere Grenze durch den maximalen Kollektorreststrom I_{CO} bei der höchsten Transistorgehäusetemperatur bestimmt. Als Richtwert für den Ruhestrom wird je Transistor $0{,}01 \cdot I_{C\,max}$ vorgeschlagen.
Im Ausgangstransformator gehen etwa 15 bis 20% der zugeführten Wechselstromleistung $P_{O\,Tr}$ durch Wicklungs-, Kern- und Streuverluste verloren. Die tatsächlich erreichbare Ausgangsleistung P_O ist unter Berücksichtigung des Transformatorwirkungsgrads η_{Tr}

$$P_O = P_{O\,Tr}\, \eta_{Tr} \,, \tag{14}$$

wobei η_{Tr} mit 0,8 bis 0,85 eingesetzt wird.
Die maximale Kollektorverlustleistung tritt an den Endtransistoren nicht bei Vollaussteuerung, sondern bei einem Spannungs-

oder Stromaussteuerungsgrad m von $\frac{2}{\pi} \approx 64\%$ auf und errechnet sich je Transistor nach folgender Beziehung

$$P_{V\,max} = \frac{U_B I_R}{2} + \frac{U_B^2 \left(\hat{I}_C - I_R\right)}{\pi^2 \left(U_B - U_{CE\,sat}\right)} \; ; \tag{15}$$

I_R – Ruhestrom durch einen Transistor.
Die aufgenommene Gleichstromleistung beider Endtransistoren setzt sich bei Vernachlässigung der Basisstromwerte aus einem vom Aussteuerungsgrad abhängigen Teil und dem Ruhestromanteil zusammen.

$$P_G = \frac{m 2 U_B}{\pi} \left(I_{C\,max} - I_R\right) + U_B I_R \; ; \tag{16}$$

P_G – aufgenommene Gleichstromleistung beider Endtransistoren,
m – Aussteuerungsgrad, erreicht den Wert 1 bei Vollaussteuerung.

2.3.4. Ausgangsübertrager

Zur Berechnung des Ausgangsübertragers wird der Außenwiderstand R_a, die Ausgangsleistung P_o, der Lastwiderstand R_L und die niedrigste, zu übertragende Frequenz f_u benötigt.
Emitterwiderstände an den Endtransistoren linearisieren die Eingangskennlinie derselben, benötigen aber auch einen Teil der Ausgangsleistung. In einem solchen Fall wird der errechnete R_a um den Betrag eines Emitterwiderstands R_E reduziert

$$R_a' = R_a - R_E \; . \tag{17}$$

Die Primärinduktivität wird meist auf die halbe Primärwicklung bezogen. An der gesamten Primärwicklung gemessen, erhält man den 4fachen Wert der Induktivität, da die Windungszahl quadratisch eingeht. Dasselbe gilt auch für den Wechselstromwiderstand des Übertragers von Kollektor zu Kollektor

$$R_{CC} = 4 \cdot R_a \tag{18}$$

oder mit Emitterwiderstand

$$R_{CC}' = 4\, R_a' = 4\,(R_a - R_E) \; . \tag{19}$$

Geht man vom errechneten R_a oder R_a' aus, so ergibt sich die Primärinduktivität der halben Primärwicklung

$$L_p = \frac{R_a}{\omega_u}, \tag{20}$$

wobei ω_u die Kreisfrequenz $2\pi f_u$ ist. Sind ein oder 2 Emitterwiderstände an die Endtransistoren geschaltet, so wird an Stelle R_a R'_a gesetzt.

Der effektive Kernquerschnitt und damit die Kerngröße des Ausgangsübertragers läßt sich nach der bekannten Faustformel [4]

$$A_{Fe} \approx 2\sqrt{P_{O\,Tr}} \tag{21}$$

ermitteln.

Diese Beziehung ist für Ausgangsleistungen bis 10 W ausreichend genau. Für größere Leistungswerte kann man den ermittelten Kernquerschnitt auf den nächstkleineren Transformatorschnitt reduzieren, da sonst zu große Übertrager eingesetzt werden müssen. Die Primärwindungszahl der halben Primärwicklung ergibt sich danach aus der Primärinduktivität und den Kerndaten

$$W_{p1} = \sqrt{\frac{L_p\, l_{Fe} \cdot 10^8}{0{,}4\,\pi\, A_{Fe}\, \mu_r}}\ ; \tag{22}$$

l_{Fe} – Eisenweglänge nach Transformatordaten in cm, μ_r – relative Anfangspermeabilität des verwendeten Kernmaterials, dimensionslos (für Dynamoblech $\mu_r = 700$), A_{Fe} – effektiver Kernquerschnitt in cm², L_p – Primärinduktivität der halben Primärwicklung in H, $0{,}4 \cdot 10^{-8}$ – Induktionskonstante mit der Dimension H cm^{-1}.

Damit die Kupferwiderstände beider Wicklungsteile gleich werden und die Streuverluste gering bleiben, ist die Wicklung zweidrähtig (parallel oder auch bifilar) zu wickeln und die Teilwicklungen danach phasenrichtig in Reihe zu schalten. Das Übersetzungsverhältnis bezieht sich ebenfalls auf die halbe Primärwicklung

$$\ddot{u} = \sqrt{\eta_{Tr}\,\frac{R_a}{R_L}}\ ; \tag{23}$$

η_{Tr} – Transformatorwirkungsgrad von 0,8 bis 0,85, R_L – Last- oder Lautsprecherwiderstand, ü – Übersetzungsverhältnis W_{p1}/W_s.

Die sekundäre Windungszahl errechnet sich infolgedessen

$$W_{s1} = \frac{W_{p1}}{\ddot{u}} . \tag{24}$$

Zur Ermittlung des Drahtdurchmessers ist der mittlere Kollektorgleichstrom erforderlich

$$I_C = \frac{\hat{I}_C}{\pi} . \tag{25}$$

Mit der vorgegebenen Stromdichte s von 1 ... 1,5 A/mm² ergibt sich der primäre Drahtdurchmesser

$$d_p = 2 \sqrt{\frac{I_C}{\pi s}} . \tag{26}$$

Die sekundäre Drahtstärke ist von Lastwiderstand und -strom abhängig

$$d_s = 2 \sqrt{\frac{\sqrt{\frac{P_O}{R_L}}}{\pi s}} ; \tag{27}$$

P_O – maximale Ausgangsleistung am Lastwiderstand.
Ausführliche Übertragerberechnungen und Wickelhinweise kann der Leser aus [5] ersehen.

2.3.5. Eingangswiderstand und Basisspannungsteiler der Endtransistoren

Zur Ansteuerung der Endstufe ist Steuerleistung erforderlich, die über einen Treibertransformator geliefert wird, der mit seiner sekundären Gegentaktwicklung gleich die zweite, um 180° gedrehte Steuerspannung für die Gegentaktendstufe erzeugt. Zur Berechnung der Eingangswerte wird das Eingangskennlinienfeld des eingesetzten Endstufentransistors herangezogen. Diesem ersieht man den für eine Aussteuerung mit $I_{C\,max}$ erforderlichen Bassistrom $\hat{I}_B$ und die dafür benötigte Basisspannung $\hat{U}_{BE}$. Dabei ist zu beachten, daß die angegebenen Kurven Mittelwerten entsprechen. Bei geringen Stromverstärkungen der zur Verfügung stehenden Endtransistoren sind diese Werte zu erhöhen. Zu den

folgenden Formeln sei bemerkt, daß die Spitzen über den Formelzeichen, z. B. $\hat{U}_{BE}$, $\hat{I}_B$ Scheitel- oder Spitzenwerte der jeweiligen Größe bedeuten.
Der Eingangswiderstand eines Transistors ergibt sich bei Vollaussteuerung

$$R_e \approx \frac{\hat{U}_{BE} - U_{BE\,R}}{\hat{I}_B} . \tag{28}$$

$U_{BE\,R}$ ist die Basis-Emitter-Spannung, die im Endtransistor den vorgesehenen Ruhestrom I_R hervorruft. Dieser Wert ist ebenfalls aus dem Kennlinienblatt zu ersehen.
Liegt ein Widerstand R_E in der gemeinsamen Emitterleitung der Endtransistoren, so wird der Eingangswiderstand bei Vollaussteuerung etwa um den Betrag $B\,R_E$ erhöht

$$R_e' \approx \frac{\hat{U}_{BE}}{\hat{I}_B} + B\,R_E ; \tag{29}$$

B – Gleichstromverstärkung in Emitterschaltung h_{21E}.
Wie schon mehrfach darauf verwiesen wurde, muß zur Vermeidung von Übergangsverzerrungen ein Ruhestrom durch die Endtransistoren fließen. Dieser wird über einen gemeinsamen Basisspannungsteiler gewonnen, wie z. B. durch $R2$, R_x nach der Schaltung in Bild 2.1. Die Z-Diode *SZ 600/5,6* stabilisiert über den Widerstand $R1$ die Basisspannung. R_x ist eine temperaturabhängige Widerstandskombination, deren nichtlineares Regelglied ein Heißleiter, eine Diode oder ein als Diode geschalteter Transistor sein kann, das sich in thermischer Verbindung mit den Endtransistoren befindet (Kühlblechmontage).
Der Strom I_T durch diesen Basisspannungsteiler wird ohne Z-Dioden-Stabilisierung etwa doppelt so groß wie der Basisspitzenstrom $\hat{I}_B$ gewählt.
Doch es ist besser, bei schwankender Betriebsspannung, wie z. B. Batteriebetrieb, die Spannung des Basisteilers zu stabilisieren, da andernfalls der Ruhestrom stark betriebsspannungsabhängig wird.
Ist die Basisspannung stabilisiert, kann der Teilerstrom auf 1,1 $\hat{I}_B$ herabgesetzt werden. Eine solche Stabilisierungsschaltung

ist in Bild 2.1 angegeben. $R1$ und $R2$ ergeben sich nach den folgenden Beziehungen:

$$R1 = \frac{U_{\mathrm{B\,min}} - U_{\mathrm{Z}}}{I_{\mathrm{T}} + I_{\mathrm{Z\,min}}}\ ; \tag{30}$$

$U_{\mathrm{B\,min}}$ – minimale Betriebsspannung, U_{Z} – Spannung der Z-Diode, $I_{\mathrm{Z\,min}}$ – minimaler Strom durch die Z-Diode (bei *SZ 600* $\approx$ 10 mA);

$$R2 = \frac{U_{\mathrm{Z}} - U_{\mathrm{BE\,R}}}{I_{\mathrm{T}}}\ . \tag{31}$$

Ist keine Z-Diode vorgesehen, so entfällt $R2$ und an Stelle U_{Z} wird in Gl. (30) die Basis-Emitter-Spannung $U_{\mathrm{BE\,R}}$ eingesetzt. Der zusätzliche Spannungsabfall über einen eventuell eingesetzten Emitterwiderstand R_{E} ist in $U_{\mathrm{BE\,R}}$ mit einzurechnen.
Wird als temperaturabhängiges Regelglied ein Heißleiter verwendet, so sollte sein 20-°C-Widerstand $R_{\mathrm{H\,20}}$ kleiner oder gleich dem Transistoreingangswiderstand R_{e} nach Gl. (28) sein. Der verwendete Heißleiter darf nur durch die Umgebungstemperatur, nicht aber durch den ihn durchfließenden Strom, seinen Wert verändern. Der Hersteller gibt deshalb die „Grenzleistung ohne Eigenerwärmung" an. Zur Linearisierung wird diesem Heißleiter ein Widerstand R_{p} parallelgeschaltet, der sich nach folgender Beziehung errechnet

$$R_{\mathrm{p}} \approx \frac{R_{\mathrm{H}}}{\dfrac{0{,}9\,\alpha\,I_{\mathrm{T}}\,R_{\mathrm{H}}}{D_{\mathrm{T}}} - 1}\ ; \tag{32}$$

D_{T}-Temperaturdurchgriff in mV/°C der Endtransistoren (2 ... 2,5 mV/K), α – Temperaturbeiwert des verwendeten Heißleiters in %/K (Katalogwert, Richtwert etwa 3%/°C), I_{T} – Teilerstrom in mA.
Damit kann die Berechnung der Treiberstufe fortgeführt werden. Die Endstufe benötigt, bedingt durch den Temperaturgang von Heißleiter und Temperaturdurchgriff der Endtransistoren, bei niedriger Umgebungstemperatur die größte Steuerwechselspannung für Vollaussteuerung. Nimmt man eine untere Temperaturgrenze von 0 °C an, so muß der Heißleiterwiderstand für diese Temperatur berechnet werden

$$R_{\mathrm{H\,0}} \approx R_{\mathrm{H\,20}}\, \mathrm{e}^{\left(\frac{b}{T_0} - \frac{b}{T20}\right)} \tag{33}$$

$R_{\mathrm{H\,0}}$ – Widerstand des Heißleiters bei 0 °C, $R_{\mathrm{H\,20}}$ – Widerstand des Heißleiters bei 20 °C (Nennwert), T_0 – Umgebungstemperatur 273 K ≙ 0 °C, $T20$ – Umgebungstemperatur 293 K ≙ 20 °C, b – Energiekonstante in K (Katalogwert).

Mit diesen Werten und einem Sicherheitsfaktor von 1,2 zu $\hat{I}_{\mathrm{B}}$ ergibt sich der Spitzenwert der Steuerwechselspannung

$$\hat{U}_{\mathrm{St}} = 1{,}2\, \hat{I}_{\mathrm{B}}\, R_{\mathrm{sek}}\,. \tag{34}$$

R_{sek} ist der Lastwiderstand an einer Sekundärwicklungshälfte des Treibertransformators, der sich aus folgenden Werten zusammensetzt

$$R_{\mathrm{sek}} \approx R_{\mathrm{eing}} + \frac{R_{\mathrm{H\,0}}\, R_{\mathrm{p}}}{R_{\mathrm{H\,0}} + R_{\mathrm{p}}} + R_{\mathrm{W}}\,. \tag{35}$$

$R2$, oder wenn $R2$ nicht vorhanden $R1$, liegt wechselstrommäßig der Kombination $R_{\mathrm{H\,0}}$, R_{p} parallel und wird, da sehr viel größer als diese, vernachlässigt.

Dabei ist R_{W} der Wicklungswiderstand der Treibertransformatorsekundärwicklung. Als Richtwert wird für $R_{\mathrm{W}} = 0{,}5 \cdot R_{\mathrm{e}}$ vorgegeben.

Die erforderliche Steuerleistung ist damit

$$P_{\mathrm{St}} = \frac{1{,}2\, \hat{U}_{\mathrm{St}}\, \hat{I}_{\mathrm{B}}}{2}\,. \tag{36}$$

2.3.6. Treiberstufe und Treiberübertrager

Die Treiberstufe muß diese Steuerleistung und die Verluste im Treibertransformator, die mit etwa 20% eingesetzt werden sollen, aufbringen. Da der Treibertransistor in A-Betrieb arbeitet, hat er bestenfalls einen Wirkungsgrad von 50%. Man legt deshalb die benötigte Treiberleistung auf etwa die dreifache Steuerleistung P_{St} aus.

Zur Berechnung des Treibertransformators ist die auf der Primärseite aussteuerbare Wechselspannung (Scheitelwert) $\hat{U}_{\mathrm{T}}$ erforderlich;

$$\widehat{U}_T = U_B - U_{CE\,sat} - U_E - U_{Tr}\,; \tag{37}$$

$U_{CE\,sat}$ – Sättigungsspannung des Treibertransistors, U_E – Spannungsabfall am Emitterwiderstand des Treibers, U_{Tr} – Spannungsverlust in der Primärwicklung des Treibertransformators, wobei für U_{Tr} und U_E je 0,1 U_B gesetzt werden können.
Damit ergibt sich das Übersetzungsverhältnis des Treibertransformators

$$\ddot{U}_{Tr} = 0{,}8\,\frac{\widehat{U}_T}{\widehat{U}_{St}}\,. \tag{38}$$

(Der Faktor 0,8 berücksichtigt die Verluste im Übertrager). Daraus errechnet sich der Kollektorspitzenstrom der Treiberstufe

$$\widehat{I}_C = \frac{\widehat{I}_{St}}{\ddot{U}_{Tr}}\,, \tag{39}$$

$$\widehat{I}_{St} = 1{,}2\,\widehat{I}_B \text{ nach Gl. (34)}\,.$$

Der Kollektorstrom der Treiberstufe wird mit dem Basisspannungsteiler aus Sicherheitsgründen auf einen Wert von $I_{C\,Tr} = 1{,}1\,\widehat{I}_C$ eingestellt.
Der Emitterwiderstand dieser Stufe ist dann

$$R_E \approx \frac{U_E}{I_{C\,Tr}}\,. \tag{40}$$

Der Treibertransformator überträgt nur eine geringe Leistung. Da er durch den Ruhestrom des Treibertransistors vormagnetisiert wird, muß er zur Vermeidung von Sättigungserscheinungen und den damit verbundenen Verzerrungen einen Luftspalt im Kern erhalten. Dadurch wird aber die wirksame Permeabilität und damit die erreichbare Primärinduktivität verringert. Abhilfe kann nur eine Erhöhung der Primärwindungszahl bringen. Aus wickeltechnischen Gründen scheiden deshalb zu kleine Transformatorschnitte von vornherein aus.

Genügend Sicherheit ist dann vorhanden, wenn die Primärwindungszahl bei Treiberübertragern mit Luftspalt auf das 1,8-fache gegenüber dem Rechenwert nach Gl. (22) erhöht wird. Als Richtwert für die Kerngröße geht man davon aus, daß diese ein bis zwei Normgrößen kleiner als der Ausgangsübertrager

sein sollte und überprüft nach Errechnung von Windungszahlen und Drahtdurchmesser überschlägig, ob der Wickelraum des ausgewählten Kernes ausreichend ist. Andernfalls muß der nächstgrößere Transformatorschnitt eingesetzt werden.
Der auf die Primärseite transformierte Wechselstromwiderstand ist mit $\dot{U}_{\mathrm{Tr}}$

$$R_{\mathrm{p}} = \dot{U}_{\mathrm{Tr}}\, R_{\mathrm{sek}} \tag{41}$$

und die erforderliche Primärinduktivität

$$L_1 = \frac{R_{\mathrm{p}}}{\omega_{\mathrm{u}}}. \tag{42}$$

Die erforderliche Primärwindungszahl ergibt sich nach Gl. (22) unter Beachtung der Windungszahlerhöhung bei Vorhandensein eines Luftspalts. Liegt diese fest, so kann mit dem Übersetzungsverhältnis die halbe Sekundärwicklung errechnet werden

$$W_{\mathrm{S1}} = \frac{W_{\mathrm{p}}}{\dot{U}_{\mathrm{Tr}}}\ ; \tag{43}$$

W_{S1} – halbe Sekundärwindungszahl, W_{p} – Primärwindungszahl. Der Drahtdurchmesser von Primär- und Sekundärwicklungen wird nach Gl. (26) und Gl. (27) ermittelt. Zur Kontrolle ist aus der mittleren Wicklungslänge und der Windungszahl der primäre Wicklungswiderstand zu errechnen und mit dem Vorgabewert nach Gl. (35) zu vergleichen. Die Sekundärwicklung ist zweidrähtig zu wickeln und entsprechend in Reihe zu schalten. Ein ausführliches Berechnungsbeispiel muß aus Platzgründen entfallen.

2.4. Serien-Gegentakt-Verstärker oder eisenlose Endstufe

2.4.1. Die Weiterentwicklung des transformatorgekoppelten Verstärkers zur eisenlosen Endstufe

Der Material- und Fertigungsaufwand bei der Herstellung bewickelter Bauelemente sowie der relativ große Klirrfaktor der Eisenendstufe führten zur Entwicklung des Serien-Gegentakt-Verstärkers, wobei der niedrige Schwingspulenwiderstand der Lautsprecher diese Entwicklungsrichtung noch besonders be-

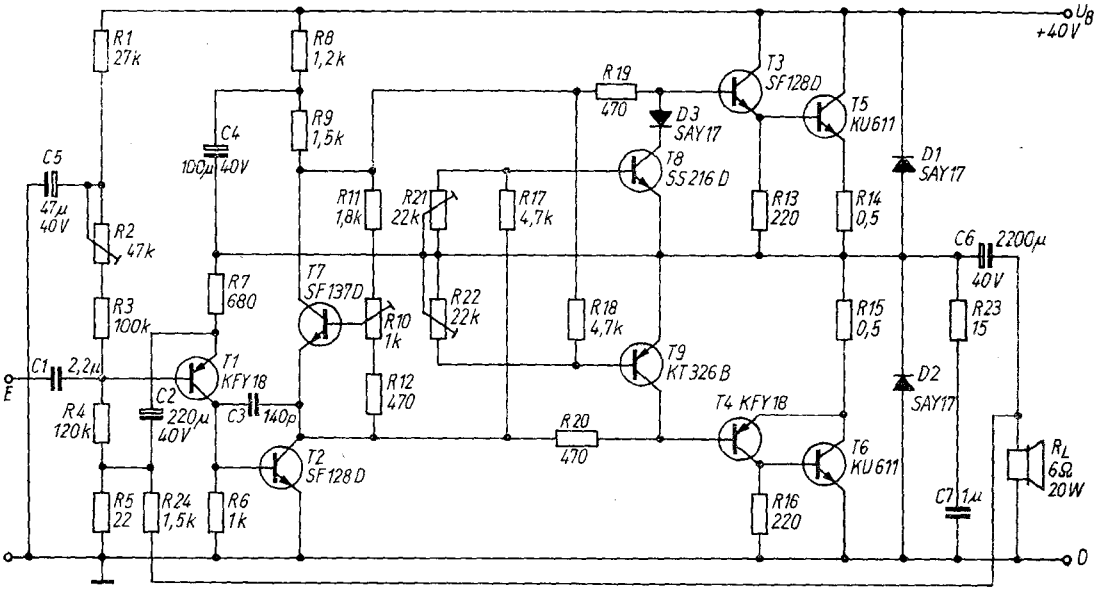


Bild 2.2 20-W-Seriengegentaktverstärker mit Quasikomplementärendstufe

günstigte. In den Anfangsjahren der eisenlosen Endstufe wurden die Endtransistoren, die ja vorwiegend pnp-Germaniumtypen waren, noch mit Gegentaktübertrager, bzw. von einem pnp-Treibertransistor mit Arbeitswiderstand im Kollektorkreis und unüberbrücktem Emitterwiderstand angesteuert. Durch die letztgenannte Art der Treiberschaltung werden, ähnlich wie mit der aus der Röhrentechnik bekannten Katodynschaltung, zwei um 180° gegeneinander verschobene Steuerspannungen erzeugt. Das änderte sich mit dem Aufkommen der komplementären Transistoren, wodurch auf eine zusätzliche Phasenumkehrstufe verzichtet werden konnte. Unter *komplementär* versteht man in diesem Fall zwei Transistoren entgegengesetzter Zonenfolge, aber weitgehend übereinstimmender elektrischer Eigenschaften.

Die ersten Komplementärstufen konnten aber nur geringe Leistungen abgeben. Waren größere Ausgangsleistungen erforderlich, so wurden der Komplementärstufe zwei pnp- oder npn-Leistungstransistoren nachgeschaltet. Diese sogenannte *Quasikomplementärendstufe*, die auch der Verstärker nach Bild 2.2 aufweist, ist lange Zeit die beherrschende Schaltung für Verstärker größerer Ausgangsleistung gewesen. Während der letzten Jahre gelang es, auch Siliziumkomplementärtransistoren größerer Leistung herzustellen. Dadurch vereinfachten sich die Endverstärker noch weiter. Die letzte Entwicklung in der diskreten Leistungstechnik sind *Darlington*-Komplementärtransistoren in Epibasistechnik mit integrierten Schutzdioden und Basiswiderständen. Damit ergibt sich ein äußerst raumsparender Aufbau und eine sehr geringe Steuerleistung.

Bild 2.3 nach [6] zeigt einen Leistungsverstärker für 25 W Ausgangsleistung mit diesen Transistoren.

Wenn sich auch die Endstufe ausgangsseitig im Laufe der Entwicklung nur unwesentlich verändert hat, so sollte beachtet werden, daß es in den Anfangszeiten der eisenlosen Gegentaktverstärker vielfach üblich war, die Endtransistoren in A- oder A-B-Betrieb mit großem Ruhestrom zu betreiben. Werden solche Schaltungen nachgebaut, so muß man mit großen Verlustleistungen der Endstufen rechnen.

In die Weiterentwicklung wurden auch die Vorstufen des eisenlosen Verstärkers einbezogen. Hier stand besonders die Schaltungstechnik des Operationsverstärkers Pate. Schon nach kurzer Zeit bildete man die Vorstufe als Differenzverstärker aus. Mit

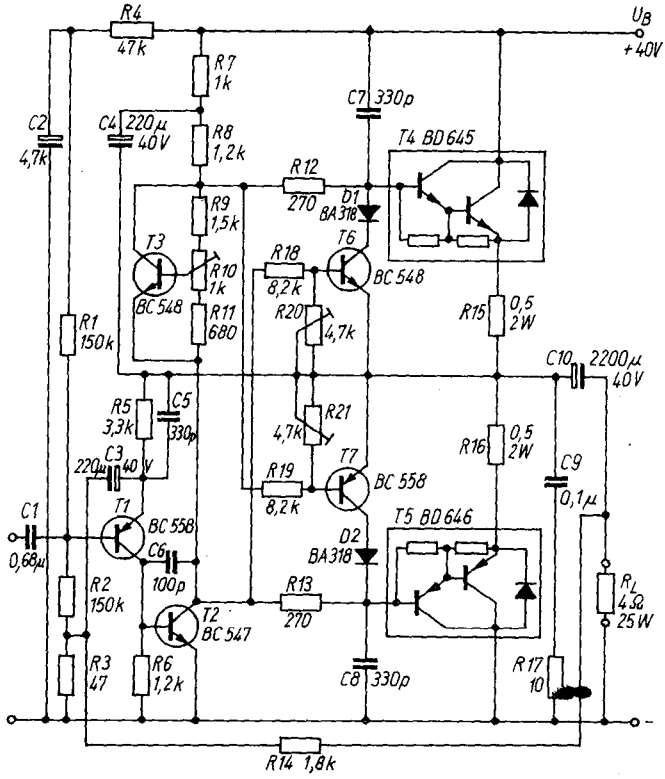


Bild 2.3 25-W-NF-Leistungsverstärker mit *Darlington*-Vollkomplementär-Endstufe; *C*2 muß richtig heißen: 4,7 µF

dieser Stufe und einer starken Gleichstromgegenkopplung kann die Mittenspannung sehr stabil gehalten werden. Dadurch ist es möglich, den Verstärker mit einer Plus-Minus-Versorgungsspannung zu betreiben und die Mittenspannung auf 0-Potential zu legen. Weiterhin kann der Auskoppelelektrolytkondensator entfallen und der Lautsprecher direkt an den Ausgang angeschlossen werden (s. Bild 2.4). Verzichtet man auch noch auf den Eingangskondensator, so hat man einen Leistungs-Operationsverstärker und kann z. B. Gleichstrom verstärken [7].

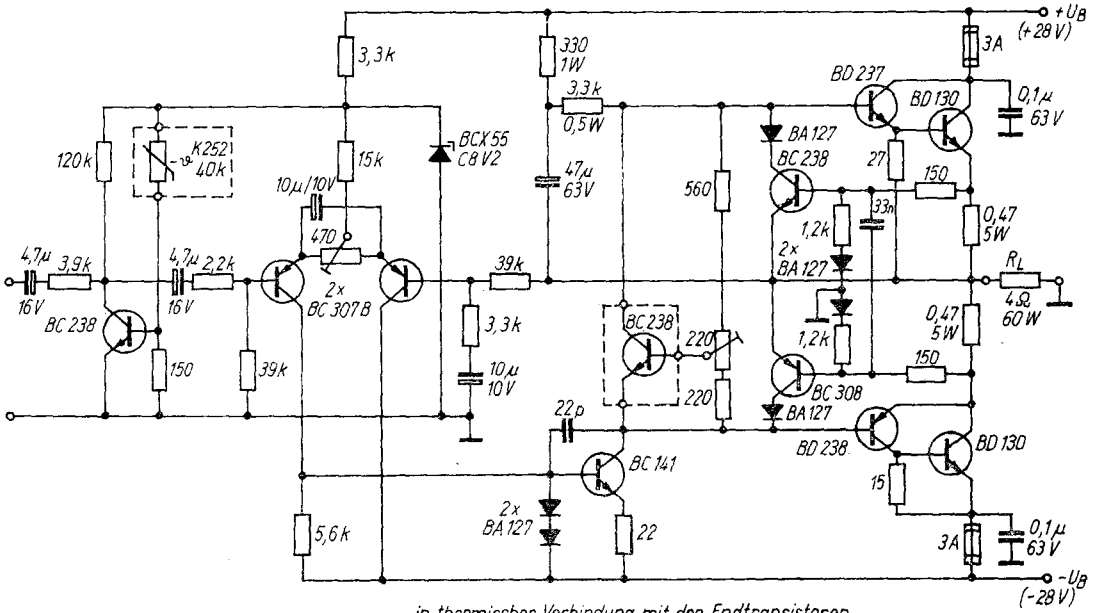


Bild 2.4 Kurzschlußsicherer 60-W-NF-Verstärker ohne Auskoppelkondensator

Mit den Fortschritten auf dem Gebiet der integrierten Schaltungstechnik wurden auch Leistungsverstärker in dieser Technologie entwickelt. In die integrierten Leistungsverstärker sind inzwischen alle Erkenntnisse der diskreten Schaltungstechnik und Operationsverstärkertechnik eingeflossen. Hinzu kommen noch weitere Vorzüge infolge der guten thermischen Kopplung innerhalb der monolithischen Schaltung. International geht die Entwicklung auch bei Verstärkern großer Leistung immer mehr in Richtung integrierter und Hybrid-Schaltungen.

2.4.2. Die Funktion des Serien-Gegentakt-Verstärkers

Zum Verständnis der Endstufenfunktion ist die Ausgangsstufe in Bild 2.5 vereinfacht dargestellt. Zur besseren Unterscheidung werden beide Halbwellen getrennt betrachtet.
Liegt die negative Halbwelle der Steuerwechselspannung an der Basis des Treibertransistors T1 (Bild 2.5a), so sperrt dieser und der Transistor T2 wird durch den Basisstrom $\widehat{I}_{B2}$ geöffnet. Folglich fließt vom Pluspol der Betriebsspannung ein Kollektorstrom $\widehat{I}_{C2}$ durch T2 und als Ladestrom über den Auskoppelelektrolytkondensator $C1$ sowie über den Lautsprecher zum Minuspol der Betriebsspannung. Der Transistor T3 ist während dieser Zeit gesperrt.
Durch die positive Halbwelle der Steuerspannung (Bild 2.5b) wird der Treibertransistor leitend und zieht das Kollektorpotential gegen 0. Dadurch erhält die Basis des Transistors T3 negatives Potential gegenüber seinem Emitter. Es fließt ein Basisstrom $\widehat{I}_{B3}$, und die Kollektor-Emitter-Strecke des T3 wird leitend. Jetzt entlädt sich der Auskoppelelektrolytkondensator über T3 und den Lautsprecher, für den der Strom jetzt in entgegengesetzter Richtung fließt. Während dieser Zeit ist der Transistor T2 gesperrt. In Bild 2.5c sind die zwei Einzelströme $\widehat{I}_{C2}$, $\widehat{I}_{C3}$ und die daraus resultierende Ausgangswechselspannung über R_L zu sehen. Die gestrichelte Darstellung zeigt die fehlerhafte Zusammensetzung der Ausgangsspannung bei nicht in den Kennlinien übereinstimmenden Transistoren oder zu geringem Ruhestrom durch die Endtransistoren (Übernahmeverzerrungen). Das macht sich besonders bei kleiner Aussteuerung bemerkbar.

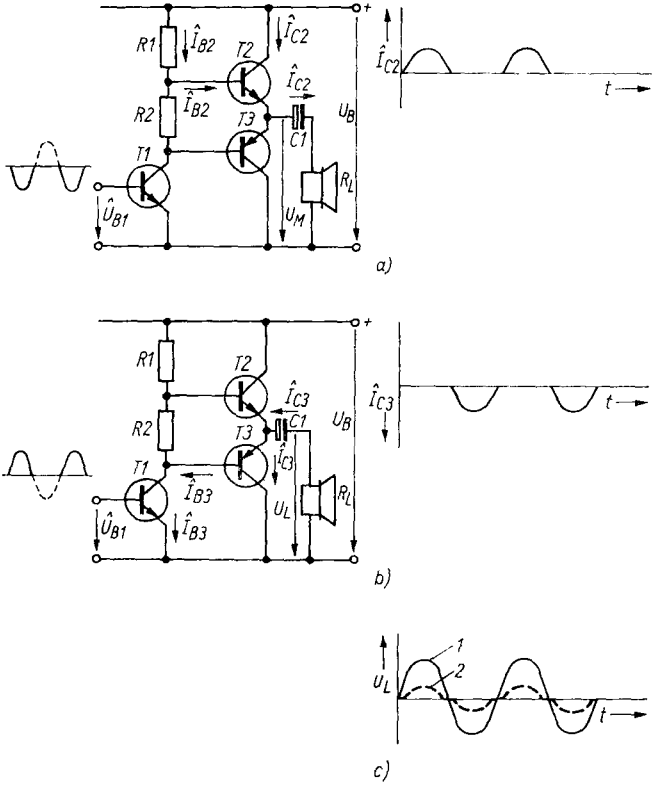


Bild 2.5 Wirkungsweise der Komplementärendstufe

Am vereinfacht dargestellten Treiber-Arbeitswiderstand fällt über *R2* die Basis-Emitter-Spannung zur Erzeugung des Endstufen-Ruhestroms ab. *R2* wird vielfach aus zwei oder mehreren nichtlinearen Widerständen gebildet, die sich meist in thermischem Kontakt mit den Endtransistoren befinden und in Abhängigkeit von ihrer Gehäusetemperatur den Ruhestrom annähernd konstant halten.

Zur Funktionsbeschreibung der Treiber- und Vorstufen soll der quasikomplementäre 20-W-Leistungsverstärker nach Bild 2.2 aus [8] als Beispiel dienen. Um die Wirkungsweise solcher quasi-

komplementären Schaltungen zu begreifen, muß man wissen, daß *Darlington*-Schaltung (T3, T5) und komplementäre *Darlington*-Schaltung (T4, T6), international auch als LIN-Kombination bekannt, etwa gleiche Eingangswiderstände und, vorausgesetzt es wurden Transistorpaare einheitlicher Stromverstärkungsgruppen verwendet, gleiche Stromverstärkungen aufweisen. Dabei linearisieren die Emitterwiderstände $R14$ und $R15$ den Eingangswiderstand der Endstufen und gleichen die Kennlinien an. Diese Widerstände dürfen aber nicht zu groß gewählt werden, da an ihnen ein Teil der Ausgangsleistung verloren geht. Die Basisableitwiderstände $R13$ und $R16$ erhöhen die Spannungsfestigkeit der Endtransistoren und bewirken vor allem bei Germanium-Transistoren die Ableitung des Basisreststroms.
Bezeichnet man auch die Transistoren T3 und T4 im Sprachgebrauch als Treiber, so wird die eigentliche Treiberstufe doch vom Transistor T2 mit den Widerständen $R8$ und $R9$ gebildet. Um die Wirkung des zwischen $R8$ und $R9$ gegen das Mittenspannungspotential U_M geschalteten Elektrolytkondensators zu erklären, muß noch einmal auf Bild 2.5 verwiesen werden. Soll in dieser Schaltung der npn-Endtransistor voll durchgesteuert werden, so müßte die Basis dieses Transistors direkt mit dem Pluspol der Betriebsspannung verbunden sein. Hier liegt aber der Arbeitswiderstand $R1$ des Treibertransistors zwischen Basis des T2 und Pluspol. Durch den für die Aussteuerung des T2 erforderlichen Basisstroms entsteht ein Spannungsabfall über $R1$, und der Transistor T2 kann nur bis zu einem um diesen Spannungsverlust reduzierten Wert durchgesteuert werden. Das ließe sich durch eine zusätzlich aufgestockte Hilfsspannung beseitigen, an die der Treiberarbeitswiderstand angeschlossen sein müßte. Doch gibt es, wie aus Bild 2.2 zu erkennen ist, eine weitaus elegantere Lösung. Es soll jetzt wieder die Schaltung nach Bild 2.2 betrachtet werden. Während des Stromflusses durch die LIN-Kombination T4, T6 wurde die Mittenspannung U_M gegen Nullpotential gezogen und der Elektrolytkondensator $C4$ über den Teilarbeitswiderstand auf einen bestimmten positiven Betrag aufgeladen. Bei der folgenden positiven Halbwelle durch die *Darlington*-Kombination T3, T5 wird U_M wieder positiv und das Potential des an $C4$ liegenden Verbindungspunkts $R8$, $R9$ um den Betrag der auf $C4$ geladenen Gleichspannung positiver als U_M. Damit ist eine sichere Durchsteuerung der *Darlington*-Stufe gewährleistet.

Durch eine günstige Wahl des Widerstandsverhältnisses $R8$ zu $R9$ kann der Einfluß des Basisstroms vom Transistor T3 auf die Aussteuerbarkeit der *Darlington*-Stufe (T3, T5) nahezu kompensiert werden.

Durch den Transistor T7, der sich in gutem Wärmekontakt mit den Endtransistoren befinden muß, wird mit dem Regler $R10$ der Endstufenruhestrom eingestellt. Diese Form der Ruhestromregelung ist eine sehr gute Lösung und erfüllt die Funktion der Arbeitspunkteinstellung, Stabilisierung gegen Betriebsspannungsschwankungen und Ruhestromreduzierung bei starker Temperaturerhöhung an den Endtransistoren. Steigt infolge Erhöhung der Betriebsspannung der Strom durch den Spannungsteiler $R11$, $R10$, $R12$, so vergrößert sich der Basisstrom des Transistors T7. Dadurch verringert sich seine Kollektor-Emitter-Spannung und damit der Endtransistoren-Ruhestrom. Durch entsprechende Dimensionierung der Widerstände des genannten Spannungsteilers läßt sich die Betriebsspannungsabhängigkeit fast kompensieren. Da sich T7 in thermischer Verbindung mit den Endtransistoren befindet, verkleinert sich seine U_{CE}-Spannung mit steigender Kühlkörpertemperatur und wirkt damit einem Ansteigen des eingestellten Ruhestroms durch die Temperatur entgegen.

Den Arbeitspunkt des Vorstufentransistors T1 stellt man mit dem Widerstand $R2$ so ein, daß das mit U_M bezeichnete Mittenspannungspotential $U_B/2$ wird. Der Vorstufentransistor T1 bildet mit dem Treibertransistor T2 eine weitere Komplementärstufe. Über $R7$ erfolgt eine starke galvanische Gegenkopplung zum Eingangstransistor, die die Mittenspannung U_M konstant hält und die Gesamtverstärkung herabsetzt. Eine weitere Gegenkopplung vom Lautsprecherausgang über $R24$ zum Emitter des Eingangstransistors setzt unter anderem den Klirrfaktor an den Frequenzgrenzen herab. Mit dem Kondensator $C3$ wird die obere Grenzfrequenz festgelegt und hochfrequenten Schwingneigungen entgegengewirkt. Das *Boucherot*-Glied ($R23$, $C7$) setzt die Verzerrungen bei hohen Frequenzen herab. Es wird für eine Frequenz von etwa 8 kHz ausgelegt, wobei R etwa 2 ... 4 Ra gewählt wird, $C \approx 1/\omega R$. Bei Überlastung oder Kurzschluß des Verstärkerausgangs begrenzen die Transistoren T8, T9 über die Basis-Emitter-Spannung der Transistoren T3, T4 den Ausgangsstrom der Endtransistoren, um diese vor thermischer Zerstörung zu

schützen. Der Einsatz der Begrenzung kann mit den Reglern $R21$ und $R22$ getrennt eingestellt werden. $R19$ und $R20$ sind Schutzwiderstände, $R17$ und $R18$ die jeweiligen Basiswiderstände von T8 und T9. Durch die Diode D3 wird Inversbetrieb über T8 vermieden, D1 und D2 schützen die Endstufe vor Falschpolung der Betriebsspannung. Viele der beschriebenen Schaltungseinzelheiten sind in mehr oder weniger abgewandelter Form in den Verstärkern mit eisenlosen Endstufen zu finden.

2.4.3. Dimensionierungshinweise und Berechnungsbeispiel

Zum besseren Verständnis des folgenden Abschnitts wird wieder die Schaltung des Verstärkers nach Bild 2.2 benutzt. Er soll eine Ausgangsleistung von 20 W an einen Lastwiderstand von 6 Ω abgeben. Die Emitterwiderstände der Endtransistoren werden mit 0,5 Ω vorgegeben, der Ruhestrom durch die Endtransistoren soll auf etwa 30 mA eingestellt werden.
In Abschnitt 2.2.2. wurden bereits überschlägige Formeln zur Ermittlung von Totalverlustleistung Gl. (3) und maximaler Kollektorstrom Gl. (4) eines Endstufentransistors angegeben. Danach können die Leistungstransistoren grob bestimmt werden. Da bei der eisenlosen Endstufe Betriebsspannung, Lastwiderstand, Kollektorspitzenstrom und Ausgangsleistung in einem festen Verhältnis zueinander stehen, der Last- oder Lautsprecherwiderstand und die gewünschte maximale Ausgangsleistung P_O am Lastwiderstand R_L aber meist bekannt sind, ergibt sich die erforderliche Betriebsspannung

$$U_B \geqq \sqrt{8\, P'_O \cdot R'_L} + 2\, U_V \,; \tag{44}$$

P'_O – Ausgangsleistung + Leistung an den Emitterwiderständen R_E, $P'_O \approx 1{,}1 \ldots 1{,}15\, P_O$, R'_L – Lastwiderstand R_L + 1 Emitterwiderstand R_E, d. h. $(R_L + R_E)$.
U_V ist der Spannungsabfall über eine Endstufenkombination (z. B. T3, T5 in Bild 2.2) bei Maximalaussteuerung mit $\hat{I}_C$. Es ist die Summe aus Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung des Vortransistors (z. B. $U_{CE\,sat}$ T3 in Bild 2.2) und der Basis-Emitter-Spannung des Endtransistors (z. B. U_{BE} T5 in Bild 2.2)

$$U_V = U_{CE\,satV} + U_{BE\,End} \,. \tag{45}$$

U_V hat an *Darlington*- und LIN-Kombination etwa gleiche Größe. Deshalb kann in Gl. (44) und den folgenden Formeln 2 U_V eingesetzt werden. $U_{CE\,sat}$ und U_{BE} sind aus den Kenndatenblättern der jeweiligen Transistoren zu ersehen. Praktische Werte für U_V liegen bei Germanium- sowie bei Siliziumkombinationen zwischen 1,3 bis 1,5 V. Die Ausgangsleistung P_O wird für den Beginn des Abkappens der Ausgangssinusspannung, d. h. für einen Klirrfaktor von etwa 3 ... 5% angegeben. Im Berechnungsbeispiel ergibt sich mit einem R_E von 0,5 Ω, einer Leistung P_O von 1,15 P'_O = 23 W und einem U_V von 1,3 V die erforderliche Mindestbetriebsspannung

$$U_B \geqq \sqrt{8 \cdot 23\ \mathrm{W} \cdot 6{,}5\ \Omega} + 2 \cdot 1{,}3\ \mathrm{V} = 37{,}2\ \mathrm{V}\,,$$

gewählt werden U_B = 40 V. Damit kann Gl. (44) nach P'_O umgestellt werden. Mit der größer gewählten Betriebsspannung wird P_O ebenfalls größer als angenommen

$$P'_O = \frac{(U_B - 2\ U_V)^2}{8\,(R_L + R_E)}\,, \tag{46}$$

mit den gewählten Größen errechnet sich P'_O im Beispiel zu 27 W. Werden U_B, P'_O und R'_L in Gl. (3) und Gl. (4) eingesetzt, so ergeben sich überschlägig $P_{V\,max}$ mit 6,75 W je Endtransistor und ein Kollektorspitzenstrom $\hat{I}_{C\,End}$ von etwa 3 A. Damit können die Leistungstransistoren gewählt werden. Es wird der TESLA-Typ *KU 611* mit den Grenzwerten $U_{CE\,max}$ 50 V, $I_{C\,max}$ 3 A und $P_{tot\,max}$ 10 W eingesetzt. Die Stromverstärkung B beträgt mindestens 20, der Wärmewiderstand 11 K/W, maximale Kristalltemperatur 155 °C. Da dieser Transistor mit seinen Werten an der Leistungsgrenze liegt, können auch leistungsfähigere Typen, wie *KU 605 ... KU 608, KD 605 ... KD 607* eingesetzt werden.

Der tatsächliche Kollektorspitzenstrom der Endtransistoren ergibt sich nach der Beziehung

$$\hat{I}_{C\,End} = \frac{U_B - 2\ U_V}{2\,(R_L + R_E)}\,. \tag{47}$$

Damit kann jetzt die Ausgangsleistung P_O am Lastwiderstand R_L berechnet werden

$$P_O = \frac{\hat{I}^2_{C\,End}\ R_L}{2}\,. \tag{48}$$

Die Leistungsdifferenz zu P_O' wird an den beiden Emitterwiderständen verbraucht. Danach berechnet sich die Verlustleistung eines Emitterwiderstands

$$P_{RE} = \frac{P_O' - P_O}{2} \tag{49}$$

Die maximale Verlustleistung tritt an den Endtransistoren bei einer Spannungsaussteuerung von etwa 64% auf. Das entspricht etwa 40% Leistungsaussteuerung. Die maximale Verlustleistung für einen Endtransistor erhält man mit genügender Genauigkeit aus der folgenden Beziehung, worin das erste Glied der Gleichung den Ruhestrom I_{CR} durch die Endtransistoren berücksichtigt

$$P_{V\,max} \approx \frac{U_B \cdot I_{CR}}{4} + \frac{U_B^2}{4\,\pi^2\,(R_L + R_E)}. \tag{50}$$

Die bisher ermittelten Werte des Berechnungsbeispiels in Gl. (47) bis Gl. (50) eingesetzt, ergeben

$$\hat{I}_{C\,End} = \frac{40\ V - (2 \cdot 1{,}3\ V)}{2 \cdot 6{,}5\ \Omega} = 2{,}87\ A\,,$$

$$P_O = \frac{(2{,}87\ A)^2 \cdot 6\ \Omega}{2} = 24{,}8\ W\,,$$

$$P_{RE} = \frac{P_O' - P_O}{2} = 1{,}1\ W\,,$$

$$P_{V\,max} \approx \frac{40\ V \cdot 0{,}03\ A}{4} + \frac{(40\ V)^2}{4\pi^2 \cdot 6{,}5\ \Omega} = 6{,}55\ W\,.$$

Als nächstes wird das erforderliche Kühlblech nach Abschnitt 2.2.3. ermittelt. Für eine maximale Umgebungstemperatur von 50 °C werden bei entsprechender Sicherheit (geringe Konvektion) mit Alublech 2 mm dick, waagerechte Gebrauchslage, eine Kühlfläche von 216 cm² je Transistor benötigt. Infolge des großen Wärmewiderstands des *KU 611* ist die erforderliche Kühlblechfläche sehr groß. Wird dagegen der Transistor *KU 606* eingesetzt, so sind unter gleichen Bedingungen nur 52 cm² Kühlblech erforderlich.

Der Effektivwert des Wechselstroms durch den Lastwiderstand ist bei sinusförmiger Wechselspannung $\hat{I}_{C\,End}/\sqrt{2}$. Im Beispiel sind es 2,04 A. Die Basiswiderstände der Endtransistoren leiten

den Reststrom ab und erhöhen damit die Spannungsfestigkeit der Kollektor-Emitter-Strecke. Ihr Widerstandswert liegt zwischen 100 ... 300 Ω, also etwa in der Größe des Gleichstromeingangswiderstands R_B im unausgesteuerten Zustand des Endtransistors

$$R_B \approx \frac{U_{BE\,R}}{I_{B\,R}}. \tag{51}$$

Diese Werte sind aus dem Kennlinienblatt zu ersehen. Sie sind für den *KU 611* bei einer Gleichstromverstärkung von $B \geqq 20$ und einem Kollektorruhestrom $I_{C\,R} = 30$ mA:

$U_{BE\,R}$ (Basis-Emitter-Spannung bei Ruhestrom) $\approx 0{,}6$ V,

$I_{B\,R}$ (Basisstrom bei Ruhestrom durch den Transistor) $\approx 2{,}5$ mA.

Für den Basisstrom wurde aus Sicherheitsgründen der niedrigste Kennlinienwert aus dem Datenblatt $I_C = f(U_{CE})$ eingesetzt

$$R_B = R13,\ R16 \approx \frac{0{,}6\ \text{V}}{2{,}5\ \text{mA}} = 240\,\Omega, \text{ gewählt } 220\,\Omega.$$

Die Komplementärstufen müssen den jeweiligen Endtransistor aussteuern und die Leistung für den Basiswiderstand aufbringen. Die erforderliche Verlustleistung ist für die *Darlington-* und für die LIN-Vorstufe ungefähr gleich. Die LIN-Vorstufe liegt etwa an der halben Betriebsspannung und muß den Basisspitzenstrom für T6 bei der entsprechenden Basisspannung und den Strom durch $R16$ aufbringen.
Der Lastwiderstand der LIN-Vorstufe ist damit

$$R_{a\,LIN} \approx \frac{U_M - U_{CE\,sat\,LIN}}{\frac{\widehat{I}_{C\,End}}{B_{End}} + \frac{\widehat{U}_{BE\,End}}{R_B}}, \tag{52}$$

$U_{CE\,sat\,LIN}$ – Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung der LIN-Vorstufe, U_M – Mittenspannung $\approx U_B/2$, $\widehat{I}_{C\,End}$ – Kollektorspitzenstrom der Endtransistoren, $\widehat{U}_{BE\,End}$ – Bassispannung des Endtransistors bei $\widehat{I}_{C\,End}$, B_{End} – statische Stromverstärkung des Endtransistors in Emitterschaltung (Gleichstromverstärkung).

Mit diesem Wert berechnet sich die Verlustleistung von Darlington- und LIN-Vorstufe

$$P_{\text{V max LIN/Darl}} \approx \frac{1{,}21\ U_{\text{M}}^2}{\pi^2\ R_{\text{a LIN}}} \,. \tag{53}$$

Im Beispiel ergeben sich folgende Verlustleistungen der Vorstufen

$$R_{\text{a LIN}} \approx \frac{20\ \text{V} - 0{,}5\ \text{V}}{\frac{2{,}65\ \text{A}}{20} + \frac{0{,}8\ \text{V}}{220\ \Omega}} \approx 140\ \Omega$$

$$P_{\text{V max T3, T4}} \approx \frac{1{,}21 \cdot 400\ \text{V}^2}{\pi^2 \cdot 140\ \Omega} \approx 0{,}35\ \text{W} \,.$$

Bei dieser Leistung ist für die Vorstufentransistoren keine Kühlfläche erforderlich.
Der Minimalwert des Auskoppelkondensators $C6$ ist

$$C6_{\text{min}} = \frac{1}{2\pi\, f_{\text{u}}\, R_{\text{L}}} \,. \tag{54}$$

Bei einer vorgegebenen unteren Grenzfrequenz von $f_{\text{u}} = 30$ Hz sind das

$$C6 = \frac{1}{2\pi \cdot 30\ \text{Hz} \cdot 4\ \Omega} = 1326\ \mu\text{F} \,;$$

gewählt 2200 μF, 40 V.
Die Berechnung der weiteren Bauelemente des Verstärkers wird im Rahmen dieser Broschüre zu umfangreich und kann bei Bedarf aus [8] ersehen werden.

3. Integrierte Leistungsverstärker

3.1. Eigenschaften, Vor- und Nachteile integrierter Schaltungen

Die Forderungen nach geringeren Abmessungen und Erhöhung der Zuverlässigkeit elektronischer Schaltungen, die vor allem von der Datenverarbeitungs- und Raumfahrttechnik gestellt wurden, führten Ende der 50er Jahre zur Entwicklung erster integrierter Digitalschaltungen, speziell für das Gebiet der Rechentechnik. Die Vorteile dieser Entwicklung, wie hohe Packungsdichte bei kleinsten räumlichen Abmessungen, große Zuverlässigkeit und Wiederholbarkeit der Schaltung, geringe Signalverzögerungszeiten, gute Wärmeleitfähigkeit und geringe Temperaturunterschiede innerhalb der Schaltung, überwogen die wenigen Nachteile – Kondensatoren können nur als kleinste Kapazitäten, Spulen überhaupt nicht integriert werden.

Bei integrierten NF-Verstärkern, die im wesentlichen in Geräten der Konsumgüterelektronik eingesetzt werden, treten die genannten Vorteile besonders in Erscheinung. Hinzu kommt, daß man infolge des hohen Stückzahlbedarfs, den die Konsumgüterindustrie hat, die Schaltkreise zu einem niedrigen Preis abgeben kann. Die integrierte Verstärkerschaltung ist meist so optimal gestaltet, daß sich die notwendige Außenbeschaltung mit passiven Bauelementen auf ein Minimum reduzieren läßt. Das ergibt gegenüber der herkömmlichen Bestückung mit diskreten Transistoren auf Leiterplatten große ökonomische und technologische Vorteile.

Um eine Vorstellung von den Größenverhältnissen der integrierten Schaltungen zu erhalten, sollen einige Werte genannt werden. Das Siliziumchip eines integrierten Leistungsverstärkers hat etwa die Abmessungen von 1,7 mm × 2 mm Kantenlänge und eine Dicke von 0,25 mm. Die einzelnen aufgedampften Siliziumschichten haben Dicken von 7 bis 25 μm. Auf einem Leistungsverstärkerchip sind etwa 16 bis 30 bipolare Transistoren, 4 bis 8 Dioden und 10 bis 20 Widerstände integriert.

3.2. Elektrischer Aufbau und Wirkungsweise

Bei integrierten Leistungsverstärkern gibt es einige Grundschaltungen, die bei den unterschiedlichsten Leistungsklassen immer wieder angewendet werden. Auch der Schaltungsaufbau ist in vielen Fällen ähnlich. Das ist schon durch den großen Betriebsspannungsbereich, in dem der Verstärker optimal arbeiten muß, bedingt.

Die den Amateur interessierenden elektrischen Eigenschaften sollen am Beispiel einer integrierten 6-W-Standardschaltung wie z. B. des *A 210,* vom VEB *Halbleiterwerk* Frankfurt (Oder), erläutert werden. Äquivalente oder zumindest direkt austauschbare Typen zum *A 210* sind *MBA 810 S* (TESLA, ČSSR), *UL 1481 P* (*Unitra Cemi,* Volksrepublik Polen) und der internationale Typ *TBA 810 S* (SGS ATES, *Telefunken*). Ausführliche Kenndaten, Beschreibung und Schaltbeispiele sind in [9] enthalten. Integrierte Leistungsverstärker müssen, abgesehen von den unterschiedlichen Leistungsklassen, fast ausnahmslos die gleichen Einsatzbedingungen erfüllen und haben deshalb auch im wesentlichen den gleichen Aufbau.

Hauptforderungen an integrierte Leistungsverstärker sind:

- Sie sollen in einem großen Betriebsspannungsbereich ohne Nachstellung des Arbeitspunkts optimale Leistung an den Lastwiderstand abgeben.

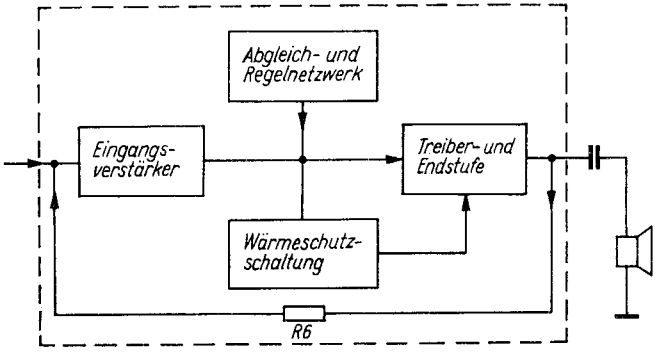


Bild 3.1 Übersichtsschaltplan des *A 210*

- Die Arbeitspunkte müssen im Betriebstemperaturbereich stabil sein.
- Große Verstärkung, hoher Eingangswiderstand, leichte Frequenzkompensation.
- Überlastungssicher.

Im Übersichtsschaltplan (Bild 3.1) wird der Schaltkreis *A 210* in folgende Funktionsgruppen aufgeteilt:
- Eingangsverstärker oder Vorverstärker,
- Treiber- und Endstufe,
- Abgleich- und Regelnetzwerk,
- Wärmeschutzschaltung.

Außerdem ist ein interner Rückkopplungswiderstand (R_G, $R6$) vorhanden, der zusätzlich extern beschaltet werden kann.

3.3. Beschreibung der Funktionsgruppen (Bild 3.2)

3.3.1. Eingangsverstärker

Der Eingangsverstärker besteht aus den pnp-Transistoren T1 und T2 in *Darlington*-Schaltung und dem als Stromquelle geschalteten Transistor T3, der für T2 den Arbeitswiderstand bildet. Durch die *Darlington*-Schaltung wird der Eingangsverstärker sehr hochohmig, während der Stromquellenarbeitswiderstand T3 eine große Spannungsverstärkung bewirkt. Weil die Eingangsschaltung ihren Bezugspunkt (Emitter T2) am Gegenkopplungsanschluß 6 hat, kann man auf einen Basisspannungsteiler am Verstärkereingang verzichten und Generatoren mit ohmschen Innenwiderständen direkt anschließen. Durch den am Verstärkereingang liegenden Schutzwiderstand $R1$ wird die Eingangsstufe vor einer möglichen Überlastung geschützt.

3.3.2. Treiber- und Endstufe

Der Transistor T6 wirkt als Treiberstufe. Durch den Emitterwiderstand R7 wird der Eingangswiderstand dieser Stufe erhöht, um den Vorverstärker nur gering zu belasten. Die Stromquelle T10 bildet den Arbeitswiderstand für T6. Das bewirkt eine betriebsspannungsunabhängige Stromaussteuerung der Endstufe

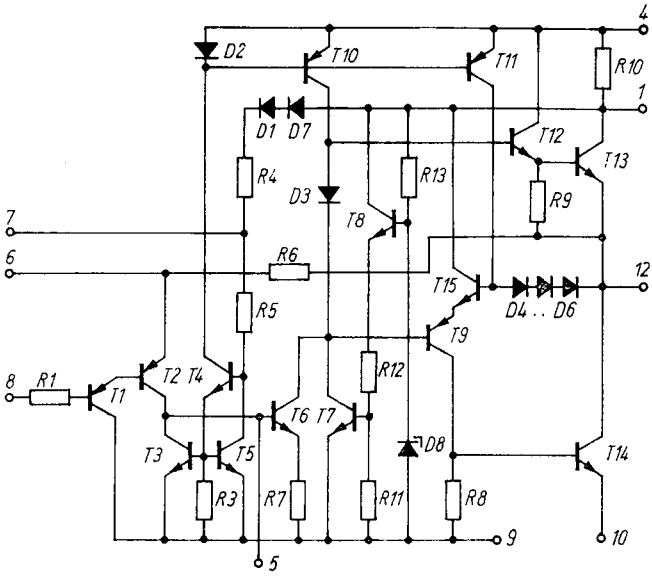


Bild 3.2 Innenschaltung des *A 210*

mit nur sehr geringen Verzerrungen. Über die Potentialdiode D3 fällt eine geringe Spannung ab, die einen Ruhestrom von 2 bis 4 mA durch die Endtransistoren hervorruft, um bei kleinen Aussteuerungen den Klirrfaktor niedrig zu halten (Überlappungsverzerrungen). Die betriebsspannungsunabhängige Ruhestromstabilisierung erfolgt durch die Stromquelle T11, in Verbindung mit den Dioden D4 bis D6. Außerdem wird durch diese Schaltung die Sättigung des Transistors T9 verhindert. Damit auch bei großen Aussteuerungen eine einwandfreie, unverzerrte positive Halbwelle erzielt werden kann, wird die Betriebsspannung am Anschluß 4 dynamisch aufgestockt (s. Abschnitt 2.4.2.). Dadurch kann T13 bis zur Sättigungsspannung durchgesteuert werden.

3.3.3. Abgleich- und Regelnetzwerk

Wenn der Verstärker innerhalb des zulässigen Betriebsspannungsbereichs immer die maximal mögliche Leistung mit geringem

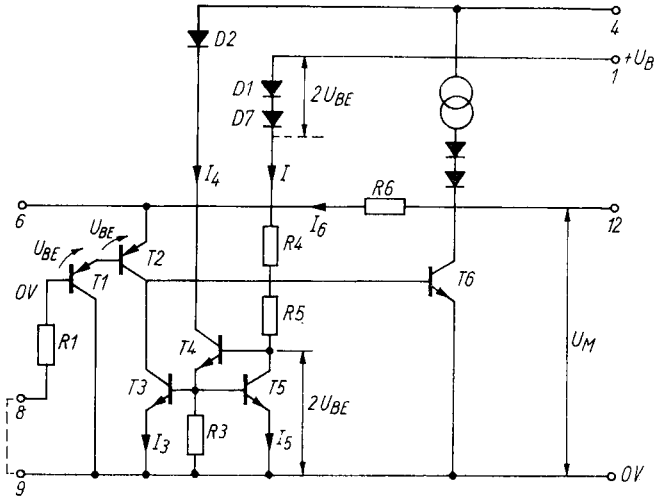


Bild 3.3 Grundschaltung des Abgleich- und Regelnetzwerkes

Klirrfaktor abgeben soll, muß die Mittenspannung U_M im nichtausgesteuerten Zustand stets $U_B/2$ betragen.
Diese Bedingung erfüllt das Abgleich- und Regelnetzwerk, das durch die Transistoren T4, T5, die Diode D2 und die Widerstände $R3$ bis $R6$ gebildet wird. Zur besseren Erklärung der Wirkungsweise dient Bild 3.3. Der als Stromquelle für T2 wirkende Transistor T3 bildet mit dem Transistor T5 einen sogenannten „Stromspiegel". Zur Erläuterung sei gesagt, daß der Strom I_4 in den geometrisch gleichen und funktionsmäßig übereinstimmenden Transistoren T3 und T5 gleichgroße Kollektorströme I_3 und I_5 hervorruft, die sich gewissermaßen „spiegeln". Damit kann bei großer Stromverstärkung der Transistoren mit genügender Sicherheit angenommen werden, daß $I_3 = I_5$ ist.
Bei Vernachlässigung des Basisstroms von T6 gilt

$$U_M = I_6 \, R6 + 2 \, U_{BE} \tag{55}$$

(wobei sich 2 U_{BE} auf T1 und T2 bezieht). Weiterhin ist $R6 = R5 = R4 = 4\,k\Omega$. Legt man die Stromquelle T4 so aus, daß $I_6 = I_5 = I_4 = I$ ist, so gilt auch

$$I = I_6 = \frac{U_B - 4\,U_{BE}}{2\,R6}. \tag{56}$$

Zum Verständnis sei noch gesagt, daß 2 $R6$ für die Widerstände $R4$ und $R5$ stehen. Setzt man nun Gl. (56) in Gl. (55) ein, so ergibt sich

$$U_M = \frac{U_B - 4\,U_{BE}}{2} + 2\,U_{BE} = \frac{U_B}{2}. \tag{57}$$

Das heißt, daß bei dieser idealen Dimensionierung die Mittenspannung U_M, unabhängig von der Größe der Betriebsspannung, stets gleich der halben Betriebsspannung ist. Da jedoch keine so großen Stromverstärkungswerte, besonders bei pnp-Transistoren, erreicht werden und auch die Basis-Emitter-Sättigungsspannungen nicht übereinstimmen, ergibt sich eine mehr oder weniger große Symmetrieverletzung des Mittenspannungspegels am Ausgang 12, die man durch Beschalten des Anschlusses 7 mit einem hochohmigen Widerstand gegen U_B oder 0 V in gewissen Grenzen kompensieren kann. Diese Kompensation wird aber höchstens bei Betriebsspannungen unter 6 V erforderlich sein.

3.3.4. Wärmeschutzschaltung

D8 ist ein als Z-Diode geschalteter Transistor. Er erzeugt eine Referenzspannung für den Transistor T8, wobei der negative Temperaturgang seiner U_{BE}-Strecke den positiven Temperaturgang von D8 kompensiert, so daß die am Emitter von T8 stehende Spannung weitgehend temperaturunabhängig ist. Durch den Spannungsteiler $R11$, $R12$ wird an T7 eine Basisspannung von 0,4 V eingestellt. Dadurch ist im Normalbetrieb T7 noch sicher gesperrt. Erwärmt sich der Schaltkreis, so sinkt die U_{BE}-Schwelle des T7, bis dieser bei etwa 130 °C Kristalltemperatur leitend wird und das Kollektorpotential der Treiberstufe kurzschließt. Infolgedessen werden die Ansteuerspannung unsymmetrisch begrenzt und sowohl die Ausgangsspannung als auch die Verlustleistung reduziert. Damit läßt sich eine Zerstörung durch thermische Überlastung verhindern.
Ergänzend sei noch hinzugefügt, daß weiterentwickelte integrierte Leistungsverstärker zusätzlich elektronische Ausgangs-

kurzschlußsicherungen aufweisen, wie z. B. der aus dem *TBA 810 S* weiterentwickelte 10-W-Typ *TCA 940* von SGS ATES, der übrigens zum *A 210* pinkompatibel ist. Der 25-W-Schaltkreis *MDA 2020* bzw. *MDA 2010* von TESLA ist mit einer Leistungs- und Stromüberlastungsabschaltung versehen und damit vollständig geschützt.

3.4. Typische elektrische Eigenschaften

Die folgenden Angaben beziehen sich auf die Grundschaltung des Verstärkers mit Last gegen Masse (Bild 3.4).

3.4.1. Betriebsspannungsbereich

Der Schaltkreis kann im Betriebsspannungsbereich von 4 bis 20 V betrieben werden. Im Bereich zwischen 4 bis 6 V ist allerdings nur in der Schaltung mit Last gegen Pluspol der Betriebsspannung oder durch den schon erwähnten Kompensationswiderstand am Anschluß 7 die optimale Leistung zu erreichen.

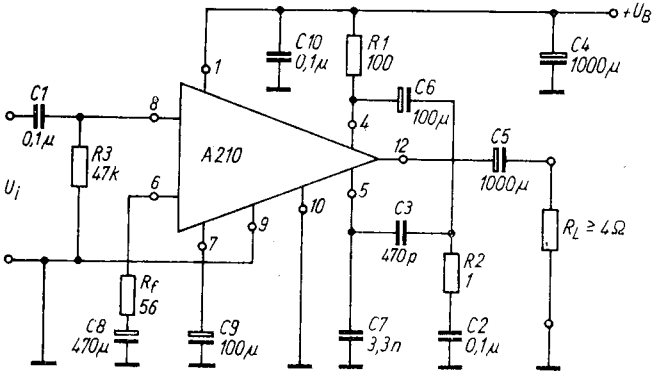


Bild 3.4 Grundschaltung des *A 210* mit Last gegen Masse

3.4.2. Lastwiderstand, Ausgangsleistung

Die Ausgangsleistung wird, wie beim diskret aufgebauten Seriengegentaktverstärker, von Betriebsspannung, Lastwiderstand und Spitzenstrom der Endstufe festgelegt. Gl. (44) bis Gl. (46) gelten in diesem Fall aber nur mit grober Näherung, da der Wert U_V stark von Betriebsspannung und Lastwiderstand abhängig ist. Der Schaltkreishersteller gibt in seinen Datenblättern entsprechende Kurven $P_O = f(R_L)$ mit U_B als Parameter an.

3.4.3. Verlustleistung, Kühlung

Ohne Kühlkörper kann der Schaltkreis *A 210 D* eine Verlustleistung P_{tot} von etwa 1,3 W bis zu einer Umgebungstemperatur von 25 °C abführen. Das entspricht einem Wärmewiderstand R_{thja} von 95 k/W. Größere Verlustleistungen müssen durch Anbringen eines Kühlblechs oder Kühlkörpers abgeführt werden. Der *A 210 K* hat einen aufgepreßten Aluminium-Kühlkörper und damit einen Gesamtwärmewiderstand R_{thja} von 25 K/W. Die zulässige Verlustleistung P_{tot} ist abhängig von Betriebsspannung, Lastwiderstand und Aussteuerungsgrad. Ihr größter Wert liegt bei 50 bis 60% der jeweils erreichbaren Maximalaussteuerung und ist aus den entsprechenden Kurven, z. B. $P_{tot} = f(R_L)$ der Schaltkreisdaten zu ersehen. Diese maximal zulässige Verlustleistung bezieht sich meist nur auf 25 °C. Für größere Umgebungstemperaturen, die ja oft auftreten, muß die Leistung reduziert werden. Steht kein Reduktionsdiagramm $P_{tot} \doteq f(\vartheta_a)$ zur Verfügung, so kann man die zulässige Leistung nach folgendem Beispiel ermitteln.

Für den Schaltkreis *A 210 K* mit R_{thja} von 25 K/W soll bei einer maximalen Ausgangsleistung von 5 W, einem Lastwiderstand von 4 Ω und einer Betriebsspannung von 15 V die maximal zulässige Umgebungstemperatur ϑ_a bestimmt werden. Aus dem Datenblatt ist bei diesen Werten eine Verlustleistung P_{tot} von 3,5 W zu ersehen. Durch Umstellung von Gl. (6) erhält man

$$\vartheta_a = \vartheta_i - (R_{thja}\, P_{tot}) \; ; \tag{58}$$

mit den angegebenen Werten sind das

$$\vartheta_a = 150\ \text{K} - (25\ \text{K/W} \cdot 3{,}5\ \text{W}) = 62{,}5\ ^\circ\text{C} \, .$$

3.4.4. Eingangsspannung

Um die Übersteuerung des Vorverstärkers zu vermeiden, darf der Spitzenwert der Eingangsspannung 220 mV nicht übersteigen. Darüber hinaus gelten die auf den Kenndatenblättern angegebenen Grenzwerte.

3.4.5. Eingangswiderstand, Rauschoptimum

Der Verstärkereingang ist mit einem Ableitwiderstand $\leqq 220$ kΩ gegen Masse abzuschließen. Da der eigentliche Eingangswiderstand des Verstärkers durch die angewendeten Gegenkopplungen sehr hochohmig ist, bestimmt der Wert des Ableitwiderstands den Eingang.

Das Rauschminimum des *A 210* liegt bei einem Generatorwiderstand von etwa 35 kΩ. Im Bereich von 20 bis 60 kΩ ist der Rauschfaktor typisch $<$ 4dB.

3.4.6. Verstärkung

Die Spannungsverstärkung kann durch den Widerstand R_f, der den Gegenkopplungsgrad unmittelbar beeinflußt, in weiten Grenzen eingestellt werden. Für die Verstärkung mit Gegenkopplung gilt mit genügender Genauigkeit

$$V'_u = \frac{R6 + R_f}{R_f} \approx \frac{R6}{R_f} , \qquad (59)$$

wobei R6 der innere Gegenkopplungswiderstand von etwa 4 kΩ ist. Damit der Vorverstärker nicht übersteuert werden kann, sollte R_f 220 Ω bei U_B 12 V und 150 Ω bei U_B 16 V nicht übersteigen.

Es sei noch hinzugefügt, daß auch der Klirrfaktor, abgesehen vom Ansteigen an den Leistungsgrenzen, u. a. vom Wert des Verhältnisses $R6/R_f$ abhängig ist, also proportional mit der Gesamtverstärkung ansteigt.

3.4.7. Frequenzgang

Die untere Grenzfrequenz wird vom Eingangs-CR-Glied $C1$, $R3$, vom Ausgangs-CR-Glied $C5$, R_L, von der Bootstrapschaltung $R1 \cdot C6$ und vom Gegenkopplungsglied $R_f \cdot C8$ bestimmt. Meist legt man die Zeitkonstanten von Eingangs-Ausgangs- und Bootstrapschaltung so, daß die untere Grenzfrequenz vom Gegenkopplungsglied $R_f \cdot C8$ festgelegt wird

$$f_u = \frac{1}{2\,\pi \cdot R_f \cdot C8}. \tag{60}$$

Der zwischen den Anschlüssen 12 und 5 liegende Kondensator $C3$ bestimmt die obere Grenzfrequenz des Verstärkers. Die erforderliche Kapazität dieses Kondensators ist außer von der oberen Grenzfrequenz von der Spannungsverstärkung der Treiber- und Endstufe sowie vom gewählten Gegenkopplungsgrad abhängig. Mit einer eingestellten Gesamtverstärkung von 40 dB ergibt z. B. $C3 = 470$ pf eine obere Grenzfrequenz von etwa 30 kHz. In den Datenblättern wird diese Abhängigkeit meist in Form entsprechender Kurven angegeben [$R_f = g\,(f)$].
Der Kondensator $C7$ unterdrückt Selbsterregung des Verstärkers (HF-Kompensation) und sollte etwa $5 \times C3$ gewählt werden. Beim Leiterplattenentwurf ist darauf zu achten, daß $C7$ und das *Boucherot*-Glied unmittelbar an die Endstufenmasse (Anschluß 10) gelegt werden. Bei der Berechnung der Zeitkonstante des Bootstrap-RC-Glieds $R1$, $C6$ ist zu beachten, daß parallel zu $R1$ ein innerer Widerstand ($R10$) von 250 Ω liegt.

3.4.8. Brummspannungsunterdrückung

Die Brummspannung am Verstärkerausgang hängt in erster Linie von der Welligkeit der Versorgungsspannung ab. Weitere Brummeinstreuungen können über einen zu hochohmigen oder schlecht geschirmten Verstärkereingang eingefangen werden. Durch Verstärkungsreduzierung mit dem Widerstand R_f wird die Brummspannung ebenfalls herabgesetzt. Die durch die Welligkeit der Betriebsspannung hervorgerufene Brummspannung läßt sich wirkungsvoll herabsetzen, indem man den Anschluß 7 mit

einem entsprechend großen Elektrolytkondensator $C9$ gegen Eingangsmasse (Anschluß 9) beschaltet.

3.4.9. Klirrfaktor

Der Klirrfaktor ist vom Aussteuerungsgrad, von der Betriebsspannung, vom Lastwiderstand und von der Frequenz abhängig. Klirrfaktorkurven, z. B. $K = f(P_o)$ oder $K = f(f)$ werden in den Datenblättern der Schaltkreise meist angegeben.

3.5. Anwendungsbeispiele

3.5.1. Grundschaltung mit Last gegen Masse

Die in Bild 3.4 gezeigte Grundschaltung des *A 210* mit Last gegen Masse wird vom VEB *Halbleiterwerk* Frankfurt (Oder) auch als Standardmeßschaltung angegeben, auf die sich alle typischen elektrischen Kennwerte beziehen.

Wird der *A 210 K* eingesetzt, so läßt sich bei einer Betriebsspannung von 15 V eine Ausgangsleistung von 6 W an 4 Ω bei 10% Klirrfaktor erreichen. Die Spannungsverstärkung liegt zwischen 33 bis 40 dB. Beim Leiterplattenentwurf sind die Applikationshinweise, Abschnitt 3.7., unbedingt zu beachten.

3.5.2. Schaltung mit Last gegen Versorgungsspannung

In der sehr einfachen Schaltung nach Bild 3.5, die speziell für Batteriebetrieb und Betrieb bei niedriger Versorgungsspannung geeignet ist, liegt der Lautsprecher gegen den positiven Pol der Versorgungsspannung und ersetzt dadurch die Bootstrap-Beschaltung. Vorteilhaft ist die größere Ausgangsleistung bei kleinen Betriebsspannungen, nachteilig ist die geringe Brummspannungsunterdrückung bei ungenügend geglätteter Versorgungsspannung.

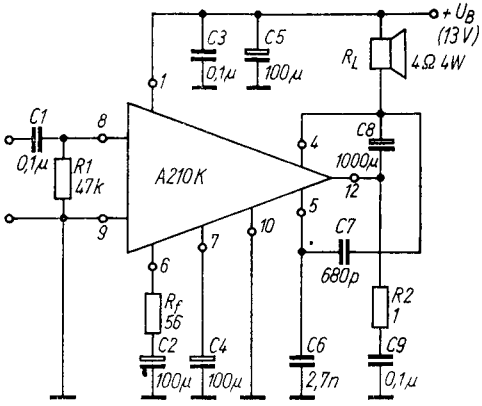


Bild 3.5 *A 210 K* als 4-W-Verstärker für Batteriebetrieb mit Last gegen $+U_B$

3.5.3. Stereoverstärker

Bild 3.6 zeigt einen vollständigen NF-Verstärker mit aktivem Klangregelnetzwerk nach [9]. Soll er als Stereoverstärker aufgebaut werden, so müssen alle Regler in Tandemausführung sein. Außerdem ist dem Lautstärkeregler ein Balanceregler 2 × 100 kΩ lin vorzuschalten. Die erreichbare Ausgangsleistung ist betriebsspannungsabhängig und ergibt z. B. bei U_B 15 V, $R_L = 4\,\Omega$ eine Ausgangsleistung von 5 W bei 5% Klirrfaktor. Der erfahrene Amateur kann diese Schaltung auch mit den integrierten Lautstärke- und Klangeinstellerschaltkreisen *A 273* und *A 274* aufbauen. Dadurch werden Tandempotentiometer überflüssig.

3.6. Applikationshinweise

Es sollen nun noch einige wichtige Anwendungshinweise aus den ausführlichen Datenblättern der Schaltkreishersteller aufgeführt werden, die sinngemäß auch für andere Typen gelten.

– Die Masseanschlüsse von Vor- und Endverstärker, z. B. 9 und 10, sind getrennt zu führen und dürfen erst am gemeinsa-

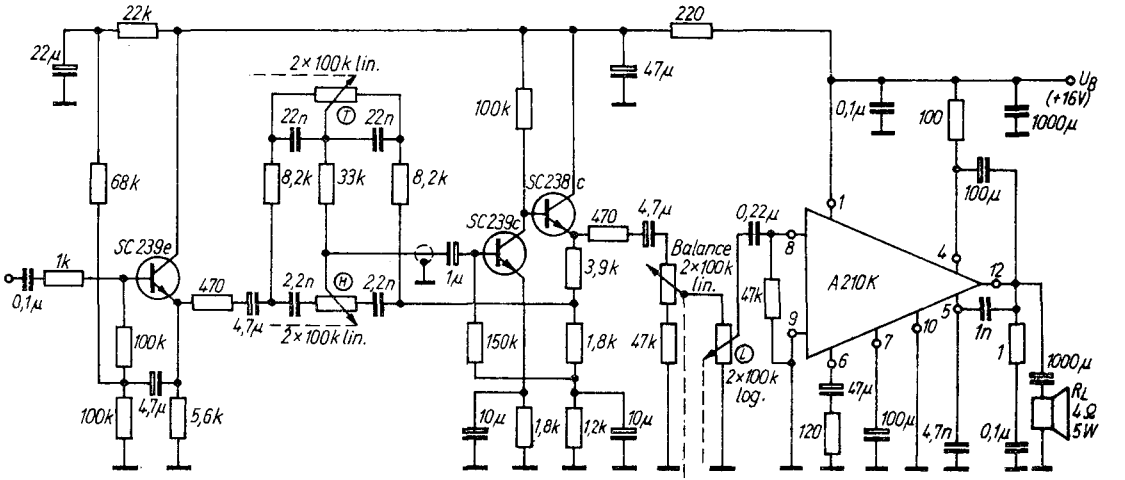


Bild 3.6 2× 5-W-Stereoverstärker mit *A 210 K* und aktiver Klangregelung (1 Kanal)

men Massepunkt des Siebelektrolytkondensators, z. B. im Netzteil, verbunden werden. Die Masseleitung des Endverstärkers sollte einen möglichst großen Querschnitt aufweisen.

- Die Leiterzüge sollen so ausgeführt werden, daß Betriebsspannung, Lautsprecheranschluß und Masseleitungen möglichst kurz sind und großen Querschnitt haben, d. h., daß die Zuleitungsinduktivität bis zum Betriebsspannungsüberbrükkungskondensator so gering wie möglich ist.
- Die Betriebsspannung U_B ist so dicht wie möglich am Schaltkreis mit einem Elektrolytkondensator großer Kapazität (z. B. 1000 μF) zu überbrücken. Als Masseanschluß für diesen Elektrolytkondensator wird der Masseanschluß des Endverstärkers (z. B. 10) benutzt.
- Alle Masseleitungen der externen Bauelemente des Vorverstärkers sind unmittelbar mit dem Masseanschluß des Vorverstärkers, alle der externen Bauelemente des Endverstärkers mit seinem Masseanschluß zu verbinden.
- Zur Vermeidung von Verkopplungen sollten Eingangs- und Ausgangsleitungen nicht nebeneinander geführt werden.
- Die maximale Ausgangsleistung wird nur bei kleinem Innenwiderstand der Betriebsspannungsquelle erreicht (Richtwert 50 mΩ für *A 210*).
- Die untere Grenzfrequenz des „Bootstrap"-RC-Glieds, zwischen den Anschlüssen 12 und 1, muß kleiner als die des *RC*-Glieds am Gegenkopplungsanschluß 6 sein.
- Bei den Ausführungen ohne Strom- oder Leistungsüberlastungssicherung bewirkt ein Kurzschluß am Ausgang 12 gegen Masse oder Betriebsspannung die Zerstörung des Schaltkreises.

3.7. Integrierte Verstärker größerer Leistung

Für hochwertige Stereoanlagen und Steuergeräte der oberen Preisklassen sind Ausgangsleistungen unter 10 W indiskutabel. Diese Anlagen müssen wenigstens 2 × 15 W Sinusdauerleistung abgeben können. International gibt es zum gegenwärtigen Zeitpunkt (1980) schon mehrere Typen von integrierten Leistungsverstärkern in monolithischer oder Hybridtechnik mit Aus-

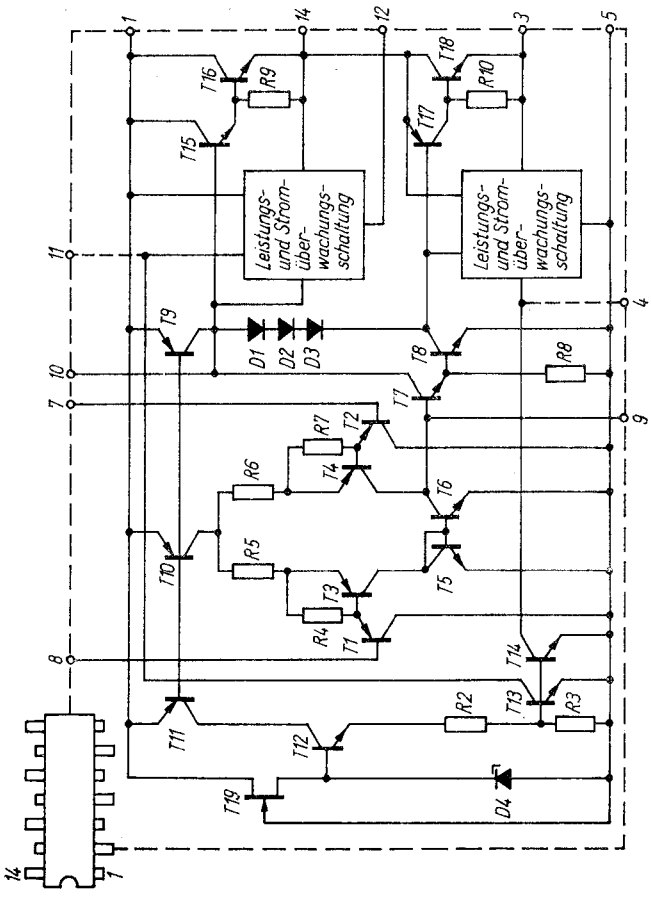


Bild 3.7 Innenschaltung und Belegung des integrierten Leistungsverstärkers *TDA 2020* von SGS-ATES. Beim dazu ähnlichen TESLA-Typ *MDA 2020* sind die Anschlüsse 4 und 11 nicht herausgeführt

gangsleistungen über 20 W. Ein solcher monolithischer Leistungsverstärker ist der *TDA 2020* von *SGS*-ATES, ähnlich ist der Typ *MDA 2020* von TESLA. Dieser Schaltkreis war zum Zeit-

punkt seines Erscheinens auf dem Markt (1975) absolute Spitze und derart optimal ausgelegt, daß er auch heute noch den Weltstand in dieser Leistungsklasse mitbestimmt [10].
Der Verstärker befindet sich in einem 14-Pin-Plastikgehäuse mit eingelagertem Kupferblock, das den äußerst geringen inneren Wärmewiderstand zwischen Sperrschichten und Gehäuse von 3 K/W hat.
Mit seinen Grenzwerten – maximale Betriebsspannung 44 V bei einem Spitzenstrom von 3,5 A – bringt er trotz seines relativ kleinen Gehäuses die Leistung einer mit Siliziumleistungstransistoren aufgebauten Endstufe. Da nicht in jedem Anwendungsfall diese hohe Betriebsspannung und Ausgangsleistung benötigt wird, gibt es noch den „Anfalltyp" *MDA 2010* mit der maximalen Betriebsspannung von 36 V. Die besonders große Zuverlässigkeit dieses integrierten Leistungsverstärkers wird vor allem durch thermische und Überlastungsschutzschaltungen bewirkt, womit er gegen kurzzeitige oder dauernde Überlastfälle sowie Kurzschlüsse geschützt ist. Bild 3.7 zeigt die Innenschaltung.
Die Anschlüsse 7 und 8 sind, ähnlich wie bei einem Operationsverstärker, die negierten und unnegierten Eingänge, die an den Basisanschlüssen einer symmetrischen Differenzverstärkerstufe liegen (T1 ... T4). Die Eingangstransistoren T1 und T2 arbeiten innerhalb dieser Stufe zur Erhöhung des Eingangswiderstands als Emitterfolger. Die Transistoren T5 und T6 sind als Stromspiegel geschaltet und bilden eine aktive Last für die den Eingangstransistoren nachgeschalteten Stufen T3, T4. Der Emitterwiderstand dieses Differenzverstärkers wird durch die Stromquelle T10 gebildet. Dieser Transistor ist Teil einer weiteren Stromspiegelschaltung, bestehend aus den Transistoren T9, T10, T11, T12, der Z-Diode D4 und dem ebenfalls als aktiven Arbeitswiderstand wirkenden FET T19. Die drei letztgenannten Bauelemente bilden eine sehr hochkonstante Stromquellenschaltung, von der die Ströme durch T10 und T9, die in einem festen Verhältnis zum Kollektorstrom durch T12 stehen, unmittelbar abgeleitet werden. Eine solche Mehrfachstromquelle wird vielfach auch als „Strombank" bezeichnet. Durch den symmetrischen Aufbau des Eingangsverstärkers bleiben thermische Rückwirkungen, die bei niedrigen Frequenzen zu Klirrfaktorvergrößerungen führen, unwirksam.
Die Wirkungsweise der Anpaßstufe T7 sowie der Treiberstufe

T8 bietet keine Besonderheiten und wurde schon mehrfach beschrieben. Das gilt auch für die quasikomplementäre Endstufe T15 bis T18 und für die Schaltung zur Ruhestromstabilisierung (D1 bis D3). Wichtig dagegen sind die den beiden Endstufentransistoren zugeordneten „Leistungs- und Stromüberwachungsschaltungen", die durch eine echte Verlustleistungsmessung die beiden Leistungsstufen überwachen und diese bei Überschreiten eines Maximalwerts verzögerungsfrei sowie unabhängig voneinander in einen leistungsmäßig unkritischen Bereich steuern.
Der thermische Überlastungsschutz wirkt ebenfalls auf die genannten Überwachungsschaltungen, wobei die als Temperaturfühler arbeitenden Transistoren T13 und T14 in unmittelbarer Nähe der Endstufentransistoren angeordnet sind. Die Basisanschlüsse dieser Transistoren sind an eine Referenzspannung von etwa 0,4 V angeschlossen, die über den Spannungsteiler $R2$, $R3$ von der schon oben beschriebenen Stromquellenschaltung eingespeist wird. Da die U_{BE}-Spannung dieser Temperaturfühler einen negativen Temperaturgang hat, wird sie mit zunehmender Chiptemperatur immer niedriger und bewirkt, daß bei etwa 150 °C

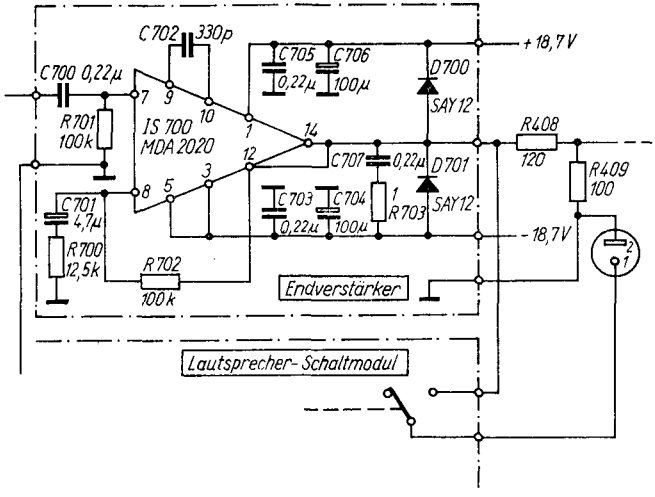


Bild 3.8 *MDA 2020* in der Endstufe des HiFi-Stereosteuergeräts *Carat S*

T13 und T14 leitend werden. Deshalb reduzieren die Schutzschaltungen die Steuerspannungen beider Endstufen.
Bild 3.8 zeigt ein Anwendungsbeispiel dieses Schaltkreises im HiFi-Stereosteuergerät *Carat S* aus dem VEB *Stern-Radio* Sonneberg [11]. Dieses Gerät hat eine Nennausgangsleistung von 2 × 15 W. Die Betriebsspannung des Endverstärkers ist unstabilisiert und beträgt bei Vollansteuerung etwa ± 17 V.
Infolge der guten Mittelpunktstabilisierung des *MDA 2020* kann der Lautsprecher ohne Koppelkondensator direkt an den Ausgang des Schaltkreises angeschlossen werden, wobei ein Lautsprecher-Schaltmodul bewirkt, daß der Lautsprecher erst zugeschaltet wird, wenn sich die Arbeitspunkte im Gerät stabilisiert haben.

4. 50-W-Portableverstärker

4.1. Leistungsdaten

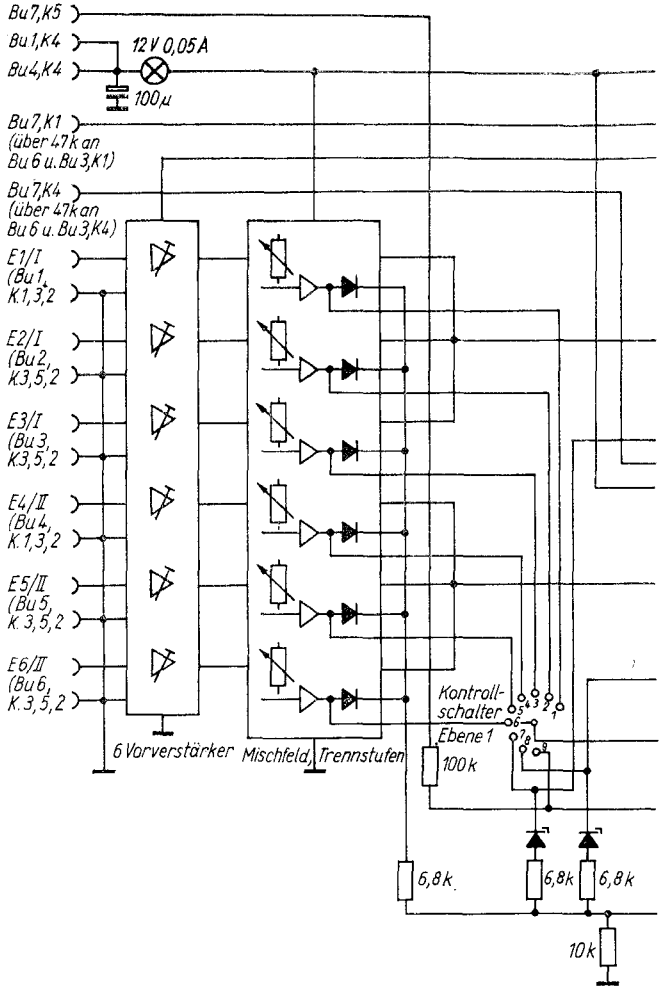
Der im folgenden Abschnitt vorgestellte Kombinationsverstärker wurde als Portablegerät entwickelt. Die im Gerät eingesetzten Baugruppen wurden zum größten Teil neu entwickelt und können sinngemäß auch in anderen Verstärkeranlagen angewendet werden. Das Gerät läßt sich an 24-V- oder 12-V-Batterie und am 220-V-Wechselstromnetz betreiben. Es kann als Mischstufe für nachgeschaltete Leistungsverstärker benutzt werden und enthält einen Mischverstärker sowie einen leistungsfähigen Endverstärker. Durch seine geringen Abmessungen ist der Verstärker in jedem PKW leicht einzusetzen und zu betreiben.
Er weist folgende Eigenschaften auf:

- Sechs untereinander beliebig mischbare Eingänge.
- Jeder Eingang ist über einen in der Verstärkung stetig einstellbaren Vorverstärker geführt.
- Verstärkung der Vorverstärker von 1,6- bis 1000fach einstellbar.
- Eingänge bis U_{eff} 1,6 V übersteuerungsfest.
- Leichte Einpegelung aller Tonspannungsquellen durch Übersteuerungsanzeige.
- An zwei Eingängen direkter Anschluß von Kondensatormikrofonen möglich.
- Entkoppeltes Summensignal zum Aufsprechen von Magnetbandgeräten an 2 Diodendosen.
- Je drei Eingänge werden nach den Mischreglern einem aktiven Höhen-Tiefen-Netzwerk zugeführt. Dadurch getrennte, wirksame H-T-Regelung in zwei Gruppen.
- Einstellbare Steuerausgänge vom Summensignal jeder Mischreglergruppe.
- 2-Programm-Betrieb für nachgeschaltete Verstärkeranlagen möglich.
- Abhören der Ausgänge jedes Vorverstärkers vor den Mischreglern und den H-T-Netzwerkausgängen mit eingebautem Abhörverstärker und Kopfhörern möglich.

- Eingebaute Übersteuerungsanzeige kontrolliert gleichzeitig 6 Vorverstärker und zwei aktive H-T-Netzwerke.
- 50-W-Transistor-Endverstärker mit 100-V- und niederohmigem Transformatorausgang.
- Anschluß von zwei 25-W-Tonsäulen in 100-V-Technik oder niederohmigen Lautsprechern bis 50 W möglich.
- Anschlußmöglichkeit für zusätzlichen Kontrollautsprecher.
- Betriebsspannungsabhängige Aussteuerungsanzeige und Betriebsspannungskontrolle.
- Elektronische Übertemperaturüberwachung der Endtransistoren.
- Drei elektronische Regelteile für Gesamtgerät, Endverstärker und Vorverstärker.
- Anschlußmöglichkeit an 220-V-Netz, 24-V-Batterie oder mit verringerter Leistung an 12-V-Batterie.
- Alle Regelteile kurzschlußfest und wiedereinschaltend.
- Gemeinsamer Netz-Batterie-Hauptschalter.
- Kleinste Geräteabmessungen bei großer Leistung.

4.2. Elektrischer Aufbau (Bild 4.1)

Bedingt durch die Forderungen nach Portable- und Netzbetrieb sowie Anschlußmöglichkeiten für niederohmige und Lautsprecher mit 100-V-Norm, konnte die übliche Konzeption des eisenlosen Transistorendverstärkers nicht verwendet werden. Die schon halb vergessene „klassische" Ausführung des Leistungsverstärkers mit Treiber- und Ausgangstransformator war die günstigere Lösung. Eine weitere Schwierigkeit bestand darin, daß für den Anschluß an die unterschiedlichsten Betriebsspannungsquellen im Spannungsbereich von 12,5 bis 28 V die Arbeitspunkte der Endtransistoren und die Betriebsparameter der übrigen Schaltungen stabil sein mußten, um auch bei niedrigen Betriebsspannungen optimale Übertragungsbedingungen zu erhalten. Aus diesem Grund wird die Betriebsspannung der Vorstufen, Überwachungsschaltungen und der Arbeitspunkt der Endstufen durch 12-V-Regelteile gewonnen. Da es bei den unterschiedlichen Betriebsbedingungen und provisorischen Leitungsverlegungen im Portableeinsatz leicht zu Verkopplungen und Überlastung kommen kann, wurde großer Wert auf kurzschlußfeste, selbstwiedereinschaltende Regelteile und andere Über-


Bu7,K5
Bu1,K4
Bu4,K4
12V 0,05A
100µ
Bu7,K1
(über 47k an
Bu6 u. Bu3,K1)
Bu7,K4
(über 47k an
Bu6 u. Bu3,K4)
E1/I
(Bu1,
K1,3,2
E2/I
(Bu2,
K3,5,2
E3/I
(Bu3,
K3,5,2
E4/II
(Bu4,
K1,3,2
E5/II
(Bu5,
K3,5,2
E6/II
(Bu6,
K3,5,2
6 Vorverstärker
Mischfeld, Trennstufen
Kontroll-
schalter
Ebene 1
100k
6,8k
6,8k
6,8k
10k

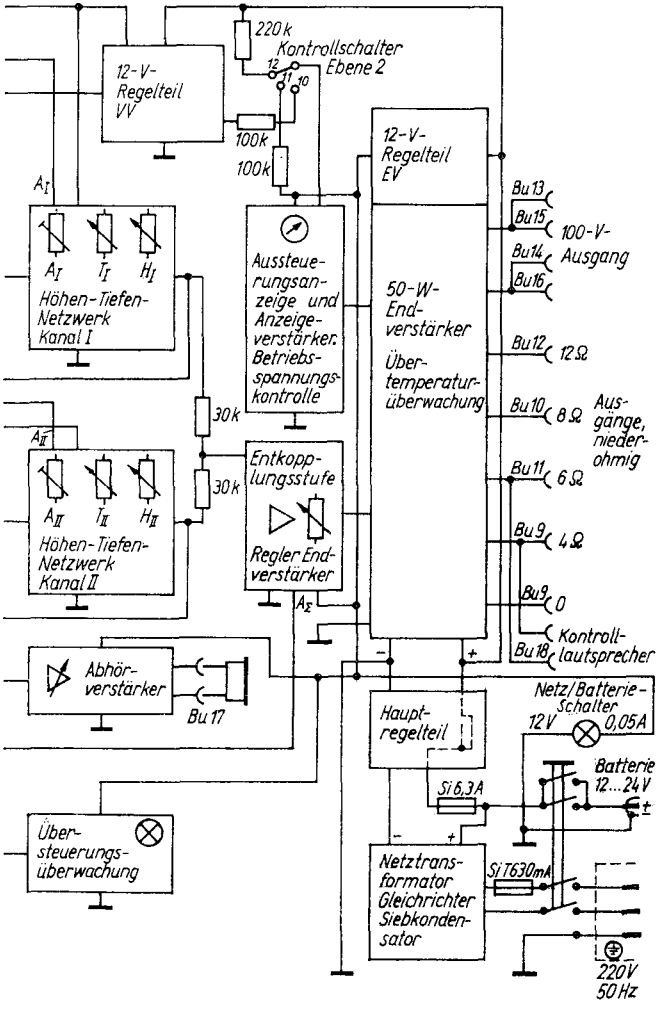


Bild 4.1 Übersichtsschaltplan des Portableverstärkers

wachungs- und Kontrollschaltungen gelegt. Ein großer Nachteil für den Verstärkerbetrieb sind die unterschiedlichen Ausgangsspannungen der Tonspannungsquellen. Ein Magnetbandgerät gibt z. B. Spannungen von 1 ... 1,5 V, ein dynamisches Mikrofon Spannungen von 1 ... 2 mV ab. Diesen großen Bereich muß der Vorverstärker unverzerrt verstärken und mit genügend großem Pegel der Mischstufe zur Verfügung stellen. Das läßt sich durch einstellbare Vorregler, mit denen die angeschlossenen Tonfrequenzquellen an den Verstärker angepaßt werden, erreichen. Zur optimalen Einpegelung der Vorverstärker wirkt eine Überwachungsschaltung, die gleichzeitig alle Vorverstärker und die zwei nachgeschalteten aktiven Höhen-Tiefen-Netzwerke auf Übersteuerung überwacht.

Je drei Eingänge sind zu einem Mischkanal zusammengefaßt und einem Höhen-Tiefen-Netzwerk zugeführt worden. Vor diesen Netzwerken kann für nachgeschaltete Verstärkeranlagen eine regelbare Steuerspannung entnommen werden. Bis zu diesen Steuerausgängen ist deshalb mit dem Mischfeld echter Zweiprogrammbetrieb möglich. Die Ausgänge der Höhen-Tiefen-Netzwerke wurden über Entkopplungswiderstände zusammengefaßt und über eine Emitterstufe dem Summenregler vor dem Endverstärker zugeführt. Vor diesem Regler liegt ein dritter Steuerausgang. Mit dem eingebauten Abhörverstärker und einem Stufenschalter können mit Kopfhörern die Ausgänge der 6 Vorverstärker vor den Mischreglern, die Ausgänge der Höhen-Tiefen-Netzwerke und das Summensignal vor dem Lautstärkeregler des Endverstärkers abgehört werden. Ein Lautstärkeregler gestattet die kontinuierliche Pegeleinstellung des Abhörverstärkers. Der Endverstärker hat hoch- und niederohmige Transformatorausgänge und ist über den großen Betriebsspannungsbereich von 12,5 ... 28 V ohne zusätzliche Schaltmaßnahmen betriebsfähig. Die zu erreichende maximale Ausgangsleistung richtet sich nach der jeweils anliegenden Betriebsspannung, die etwa quadratisch in die Ausgangsleistung eingeht. Der Endverstärker enthält eine elektronische Schaltung zur Temperaturüberwachung am Kühlblech der Endtransistoren. Zwei Kaltleiter stehen in thermischem Kontakt mit den Endtransistoren. Wird eine Kühlblechtemperatur von 95 ... 100 °C erreicht, so schaltet eine elektronische Schaltung den Ruhestrom und die Steuerwechselspannung der Leistungstransistoren ab.

Die Ausgangswechselspannung des Endverstärkers wird durch einen quasilogarithmischen Aussteuerungsmesser angezeigt. Da bei unterschiedlichen Betriebsspannungen die Maximalansteuerung verschieden groß ist, bewirkt eine betriebsspannungsabhängige Regelschaltung die richtige Einstellung des Anzeigeverstärkers. Am Anzeigeinstrument des Aussteuerungsmessers können mit dem eingebauten 12stufigen Kontrollschalter die zwei 12-V-Betriebsspannungen der Regelteile und die Hauptbetriebsspannung kontrolliert werden.

Wie schon erwähnt, müssen alle Baugruppen, außer den Endtransistoren mit stabilisierten 12-V-Spannungen betrieben werden. Z-Dioden-Stabilisierungsschaltungen lassen sich wegen des großen Spannungsverlustes nicht verwenden. Für Leistungsverbraucher und Vorverstärker mußten deshalb zwei getrennte 12-V-Regelteile eingesetzt werden. Diese Reihenregler, von denen eines (EV) die Betriebsspannung für Abhörverstärker, Übersteuerungsüberwachung, Aussteuerungsanzeige und Arbeitspunkteinstellung Endverstärker, das andere (VV) die Betriebsspannung für Vorverstärker, Mischstufe und Höhen-Tiefen-Netzwerke liefert, arbeiten mit einer Eingangsspannung von 12,5 bis 30 V, sind kurzschlußfest und selbstwiedereinschaltend. Ein ebenfalls kurzschlußfestes, selbstwiedereinschaltendes Hauptregelteil liefert bei Netzbetrieb die Hauptbetriebsspannung. Die Rohgleichspannung wird dem Netztransformator mit nachgeschaltetem Doppelweggleichrichter und Siebkondensator entnommen. Über einen unvertauschbaren Spezialstecker, eine Germaniumschutzdiode und den Hauptschalter kann bei Batteriebetrieb die Batteriespannung eingespeist werden. Ein 6,3-A-Schmelzeinsatz schützt das Gerät vor Überlastung bei Batteriebetrieb und Defekten im Hauptregelteil. Ein weiterer Schmelzeinsatz (T 630 mA) liegt vor der Primärseite des Netztransformators. Die Hauptschaltertaste ist beleuchtet und schaltet gleichzeitig Netz- und Batterieanschluß ein. Das Gerät hat Schutzleiteranschluß. Eingänge und Steuerausgänge sind an 5polige Diodendosen geführt. An zwei dieser Dosen liegt über eine Glühlampe eine 12-V-Betriebsspannung zum Betrieb von Studio-Kondensatormikrofonen (Verstärker *MV 691*).

Die niederohmigen Lautsprecheranschlüsse liegen an den üblichen Lautsprecherdosen mit Schaltkontakt, der 100-V-Ausgang an Telefonbuchsen.

4.3. Beschreibung der Baugruppen

4.3.1. Vorverstärker

Der 6-Kanal-Vorverstärker (Bild 4.2) besteht aus 6 2stufigen Einzelverstärkern. Die 2 rauscharmen Transistoren eines Kanals sind direkt gekoppelt. Der Ruhestrom des Transistors T1 wird vom geteilten Emitterwiderstand $R8$, $R9$ des Transistors T2 über die Widerstandskette $R5$, $R4$, $R1$ abgeleitet. Verändert sich durch Umgebungstemperatureinfluß oder Betriebsspannungsänderung der Arbeitspunkt von T1 und T2, so wird über diese Rückführung die Arbeitspunktänderung kompensiert. Das Integrierglied $R5$, $C3$ bewirkt eine zusätzliche Tonfrequenzausfilterung für niedrige Frequenzen. Durch die mit dem Regler $R10$ einstellbare Spannungsseriengegenkopplung zwischen Ausgang T2 und Emitter T1 läßt sich die Spannungsverstärkung dieser Anordnung von etwa 1,5- bis 1000fach verändern. Mit Vergrößerung der Gegenkopplung erhöht sich der Eingangs- und Ausgangswiderstand, die Übersteuerfestigkeit und die obere Grenzfrequenz. Der Eingangswiderstand der Verstärker beträgt durch die Bootstrapschaltung des T1 bei der größten Verstärkung etwa 150 kΩ. Mit der relativ geringen Betriebsspannung von $U_B = 12$ V ist eine maximale effektive Eingangswechselspannung von 1,6 V (bei geringster Verstärkung) und einer Ausgangswechselspannung von 2,2, V das optimal Erreichbare. Bedingt durch den hohen Eingangswiderstand und die große Verstärkung ist die Schaltung sehr brummempfindlich und muß deshalb gut abgeschirmt werden. Als günstigste Lösung bietet sich die Anordnung der Vorverstärkerbaugruppe in unmittelbarer Nähe der Eingangsbuchsen und ein Abschirmblech über die gesamte Baugruppe an (s. Bild 4.3). Die Bauelemente der 6 Verstärker werden nebeneinander auf zwei sich gegenüberstehenden Rasterleiterplatten angebracht. Bei der Verdrahtung ist unbedingt auf eine getrennte Masseführung eines jeden Kanals vom Kontakt 2 der Eingangsdiodendose zu einem gemeinsamen Fußpunkt jeder Stufe und von dort zum Minusanschluß des Elektrolytkondensators $C8$ im Vorverstärkerregelteil (VV) zu achten, dessen Masseleitung zum Minuspol des 4700-μF-Elektrolytkondensators im Hauptregelteil geführt ist. Dieser Anschluß bildet den zentralen

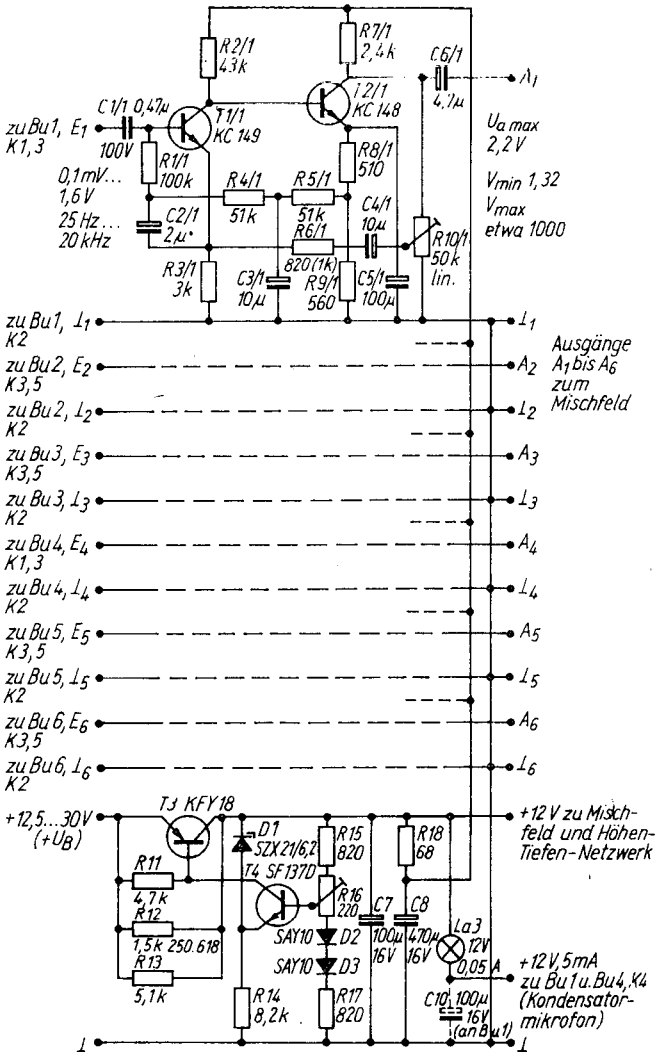


Bild 4.2 Baugruppen 6-Kanal-Vorverstärker und 12-V-Regelteil VV

Massepunkt des Verstärkes. Die Masseleitungen aller Gerätebaugruppen werden zu dieser Anschlußfahne geführt.
Das Vorverstärkerregelteil VV befindet sich auf einer kleinen Rasterplatte am Vorverstärker. Es erhält seine Rohspannung vom Hauptregelteil bzw. vom Batterieanschluß und kann eine Eingangsspannung von 12,5 ... 30 V ausregeln. Schaltungsmäßig bilden die Transistoren T3 und T4 einen Komplementärreihenregler. Die Z-Diode D1 liefert die Referenzspannung, die Dioden D2 und D3 bewirken die Temperaturkompensation der Ausgangsspannung. Die Überbrückungswiderstände $R12$, $R13$ liefern einen Startstrom, damit die Schaltung nach Aufhebung der Überlastung selbsttätig wieder einschaltet. Regeltransistor T3 ist mit einem Kühlstern versehen, um die große Verlustleistung abführen zu können.
Die Betriebsspannung der 6 Vorverstärker wird über das RC-Glied $R18$, $C8$ noch einmal entkoppelt. Über eine Kleinglühlampe 12 V, 0,05 A (La1) und einen 100-μF-Elektrolytkondensator ($C10$) wird die 12-V-Spannung an den Kontakt 4 zweier Diodeneingangsbuchsen zum Betrieb von Kondensatormikrofonen geführt. Im Normalbetrieb bei einer Belastung von etwa 5 mA ist der Widerstand der Glühlampe sehr gering (Kaltleiter).

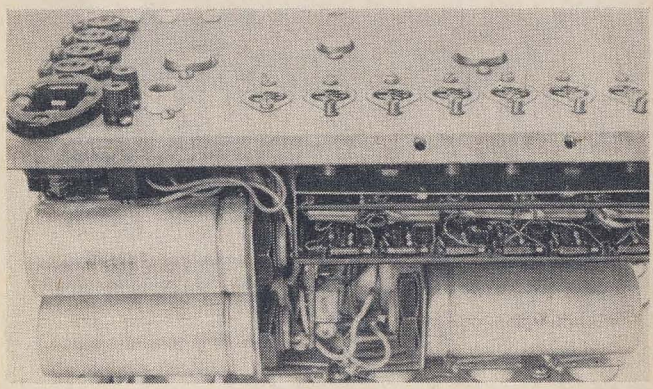


Bild 4.3 Ansicht des Verstärkerchassis von unten. Im Vordergrund ist der Vorverstärker zu erkennen (Abschirmblech entfernt)

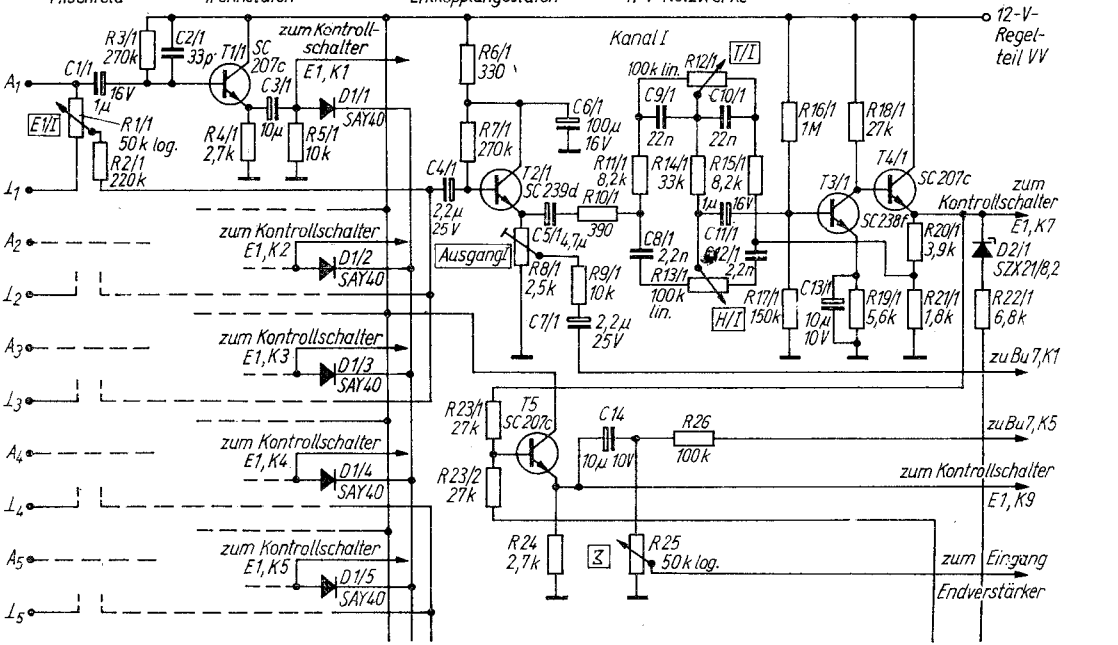
Wird durch eine falsch beschaltete oder ungeeignete Anschlußleitung diese Spannung kurzgeschlossen, so leuchtet die Glühlampe auf und läßt durch ihren jetzt hohen Widerstand einen bedingten Betrieb der Eingangsteile zu (Aussteuerungsmöglichkeit geringer).
Bild 4.3 zeigt die Chassisunterseite. Im Vordergrund befindet sich der 6-Kanal-Vorverstärker (Abschirmhaube entfernt). Die Einstellwiderstände zur Verstärkungseinstellung ragen über die Chassisrückplatte und können an der Gehäuserückwand mit Schraubenzieher eingestellt werden. Unterhalb des Vorverstärkers befindet sich an der linken Seite der Einstellwiderstand des 12-V-VV-Regelteils. Am unteren Bildrand sind die Mischregler zu erkennen.

4.3.2. 6-Kanal-Mischfeld (Bild 4.4)

Je 3 Mischregler des Mischfelds werden über 220-kΩ-Entkopplungswiderstände zusammengefaßt und den Eingängen zweier aktiver Höhen-Tiefen-Netzwerke zugeführt. Am Eingang eines jeden Mischreglers, der auch gleichzeitig der Ausgang des jeweiligen Vorverstärkerkanals ist, liegt über ein Ankoppel-C eine Impedanzwandlerstufe. Alle sechs Ausgänge dieser Stufen sind an einen Kontrollstufenschalter des Abhörverstärkers und über Entkopplungsdioden zur Übersteuerungs-Überwachung geführt. Durch die Trennung der Mischregler in 2 Gruppen ist ein Zweiprogramm-Mischbetrieb mit je 3 Mischreglern bis zum Steuerausgang möglich. Die Übersteuerungsüberwachung wirkt unabhängig von dieser Trennung auf alle Kanäle. Ebenso lassen sich alle Kanäle mit dem Abhörverstärker kontrollieren.

4.3.3. Höhen-Tiefen-Netzwerke (Bild 4.4)

Um die unterschiedlichen Frequenzcharakteristiken der Tonspannungsquellen beeinflussen zu können, ist es günstig, wenigstens 2 getrennte Höhen-Tiefen-Netzwerke zur Frequenzkorrektur einzusetzen. Die Wirkungsweise soll am Kanal I erläutert werden. Der Transistor T2.1 ist als Emitterfolger geschaltet und


Mischfeld
Trennstufen
Entkopplungsstufen
H-T-Netzwerke
Kanal I
12-V-Regelteil VV
A1
L1
A2
L2
A3
L3
A4
L4
A5
L5
C1/1 16V 1µ
E1/1
R1/1 50k log.
R2/1 220k
R3/1 270k
C2/1 33p
T1/1 SC 207c
C3/1 10µ
R4/1 2,7k
R5/1 10k
zum Kontrollschalter E1, K1
D1/1 SAY40
zum Kontrollschalter E1, K2
D1/2 SAY40
zum Kontrollschalter E1, K3
D1/3 SAY40
zum Kontrollschalter E1, K4
D1/4 SAY40
zum Kontrollschalter E1, K5
D1/5 SAY40
R6/1 330
R7/1 270k
C4/1 2,2µ 25V
C6/1 100µ 16V
T2/1 SC 239d
R10/1 390
C5/1 4,7µ
Ausgang I
R8/1 2,5k
R9/1 10k
C7/1 2,2µ 25V
R12/1 100k lin.
I/I
C9/1 22n
C10/1 22n
R11/1 8,2k
R14/1 33k
R15/1 8,2k
C8/1 2,2n
R13/1 100k lin.
C12/1 2,2n
H/I
R16/1 1M
R17/1 150k
T3/1 SC 238f
C11/1 1µ 16V
R18/1 27k
T4/1 SC 207c
C13/1 10µ 10V
R19/1 5,6k
R20/1 3,9k
R21/1 1,8k
R22/1 6,8k
D2/1 SZX21/8,2
zum Kontrollschalter E1, K7
zu Bu 7, K1
R23/1 27k
T5 SC 207c
R23/2 27k
C14 10µ 10V
R26 100k
zu Bu 7, K5
zum Kontrollschalter E1, K9
R24 2,7k
R25 50k log.
zum Eingang Endverstärker

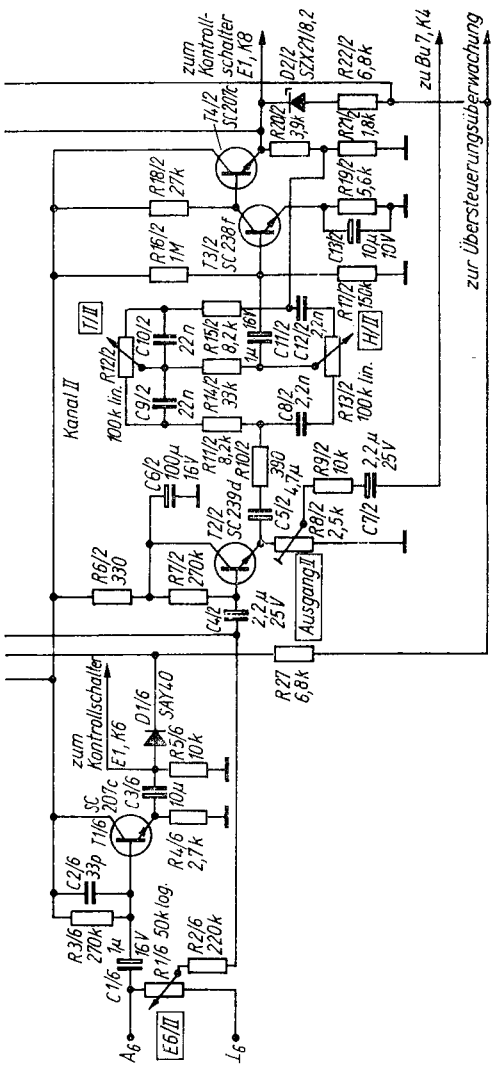


Bild 4.4 Baugruppen Mischfeld und II-T-Netzwerke

bildet die niederohmige Quelle für das Höhen-Tiefen-Netzwerk. Der Einstellregler $R8.1$ ist der Emitterwiderstand dieser Stufe und gleichzeitig Quelle für das Summensignal der Verstärkereingänge 1 bis 3. Dieses wird über eine Entkoppelschaltung ($R9.1$ und $C7.1$) zum Steuerausgang geführt.

Nach dem Koppelkondensator C5.1 und dem Widerstand $R10.1$ folgt das variable Gegenkopplungsnetzwerk mit den linearen Höhen- und Tiefenreglern $R12.1$ und $R13.1$. Voraussetzung für eine gute Tiefen- und Höhenanhebung ist die niederohmige Ansteuerung des Gegenkopplungsnetzwerks durch die Emitterfolgestufe T2.1. Die große Stabilität der Klangeinstellung ist durch die Einbeziehung des Klangregelnetzwerks in die Gegenkopplung des nachfolgenden 2stufigen Verstärkers (T3.1, T4.1) bedingt. Die Rückführung des Signals vom geteilten Emitterwiderstand des T4.1 gewährleistet eine große Aussteuerbarkeit. Bis zu einer Ausgangsspannung von U_{eff} 3 V ist der Klirrfaktor unter 1%. Gleichzeitig wird mit diesem Spannungsteiler die Grundverstärkung bei 1 kHz (beide Regler Mittelstellung) von z. B. 10 dB eingestellt.

Sind beide Regler in Mittelstellung, ist der Spannungsfrequenzgang linear. Die Grundverstärkung beträgt dabei etwa das 3,2fache ($\approx$ 10 dB).

Das Höhen-Tiefen-Netzwerk des Kanals II ist wie das des Kanals I aufgebaut. Es liegt am Summensignal der Verstärkereingänge 4 bis 6. Die Ausgänge der Höhen-Tiefen-Netzwerke werden durch die Widerstände $R23$ entkoppelt und einem weiteren Emitterfolger (T5) zugeführt. Außerdem werden sie dauernd auf Übersteuerung überwacht und lassen sich mit einem Kontrollstufenschalter über den Abhörverstärker abhören. Die Z-Dioden D2 bewirken eine geeignete Gleichspannungsentkopplung der Übersteuerungsüberwachungsleitungen. Mit den Widerständen $R22$ wird der richtige Überwachungspegel eingestellt. Am Emitterwiderstand des T5 ($R24$) liegt das Summensignal aller 6 Kanäle Über den Koppelkondensator $C14$ ist der Summenregler $R25$, der sich unmittelbar vor dem Endverstärker befindet, angeschlossen. Das Summensignal kann ebenfalls vom Kontrollschalter angewählt und mit dem Abhörverstärker kontrolliert werden. Es wird außerdem über den Widerstand $R26$ an den Steuerausgang geführt.

4.3.4. Abhörverstärker (Bild 4.5)

Der eingebaute Kontrollverstärker gestattet in Verbindung mit einem Stufenschalter die akustische Kontrolle der 6 Verstärkereingänge vor den Mischreglern, der Ausgänge der Höhen-Tiefen-Netzwerke und des Summensignals vor dem Summenregler. Die zu kontrollierenden Meßpunkte sind über ein Flachbandkabel zu einem Miniaturstufenschalter geführt. Da alle zu kontrollierenden Meßpunkte wegen der Emitterfolgeausgänge niederohmig sind, konnte auf eine Abschirmung dieser Leitungen verzichtet werden. Zwischen den Signalleitungen wird lediglich jeweils eine Ader mit Massepotential geführt. Auf den Schalterstellungen 1 bis 9 werden die einzelnen Niederfrequenzmeßpunkte kontrolliert. Die Schalterstellungen 10 bis 12 gestatten die Sollwertkontrolle der Betriebsgleichspannungen VV, EV und U_B. Die Anzeige erfolgt am Aussteuerungsmesser.
An den Schleifer des Stufenschalters ist über den Koppelelektrolytkondensator $C15$ und eine geschirmte Leitung der Lautstärkeregler $R28$ des aus den direkt gekoppelten Transistorstufen T6 und T7 bestehenden Abhörverstärkers angeschlossen. Durch die Stromgegenkopplung der Eingangsstufe hat der Verstärker bei voll aufgedrehtem Lautstärkeregler den relativ hohen Eingangswiderstand von 25 kΩ. Die direkte Kopplung beider Stufen bewirkt eine sehr große Arbeitspunktstabilität. An den Ausgangstransistor, für den sich auch ein *SF 126 C* einsetzen läßt, ist eine schaltbare Lautsprecherdose angeschlossen, an die zum Abhören entweder ein hochohmiger Kopfhörer oder mit anderer Steckerstellung ein Lautsprecher zwischen 4 ... 20 Ω angeschlossen werden kann. Bei Kopfhörerbetrieb bildet der Widerstand $R31$ den Gleichstromarbeitswiderstand. Der Kopfhörer liegt dabei in Reihe mit $C17$ sowie $R32$ und ist dadurch fast gleichstromfrei. Wird ein Lautsprecher angeschlossen, so öffnet sich der Kontakt der Lautsprecherdose und schaltet diesen in Reihe mit $R31$. Da der Verstärker in A-Betrieb arbeitet, erhält die Endstufe T7 einen Kühlstern Form N.

4.3.5. Übersteuerungsüberwachung (Bild 4.5)

Wie schon erwähnt, werden die Vorverstärkerausgänge und die Höhen-Tiefen-Netzwerke durch eine schwellwertempfindliche

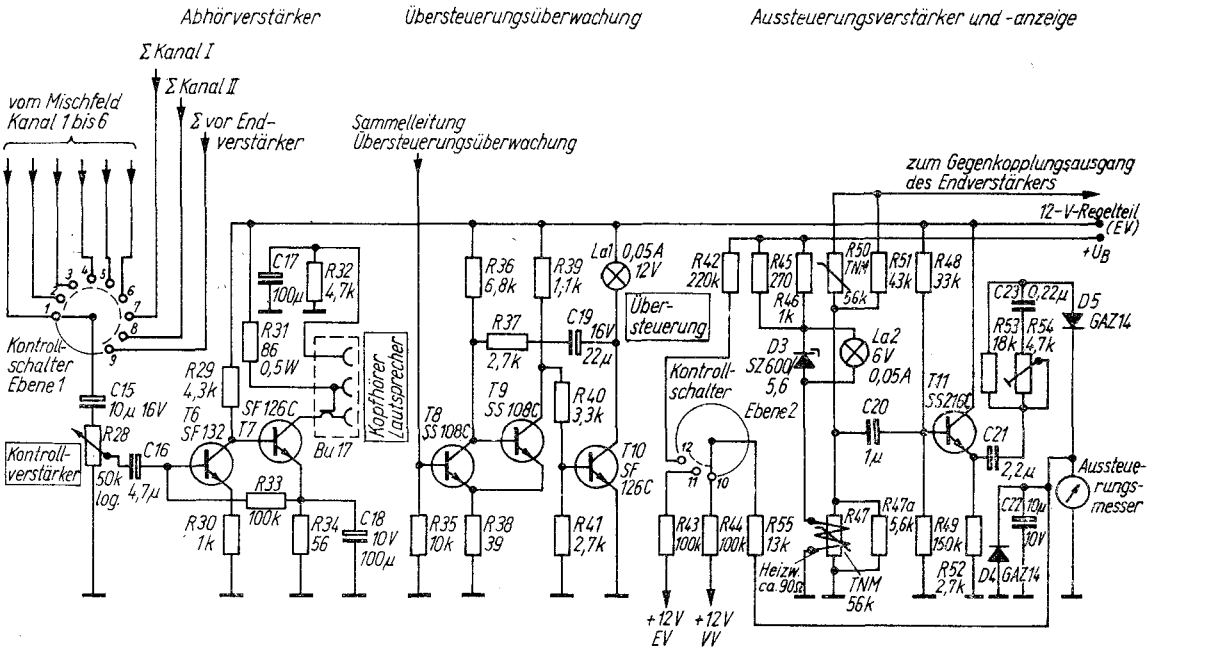


Bild 4.5 Baugruppen Abhörverstärker, Übersteuerungsüberwachuug und Aussteuerungsanzeige

Schaltung gleichzeitig auf Übersteuerung überwacht. Dadurch können die Vorverstärker optimal eingestellt werden. Erreicht die Niederfrequenzspannung eines der überwachten Ausgänge die Übersteuerungsgrenze, so leuchtet eine Kontrollampe „Übersteuerung" auf. Die eigentliche Überwachungsschaltung, bestehend aus den Transistoren T8, T9, T10 und den entsprechenden passiven Bauelementen, bildet eine Kombination von *Schmitt*-Trigger und monostabilem Multivibrator. Hat die Eingangswechselspannung oder ein Impuls an der Basis des T8 die Ansprechschwelle erreicht, so leuchtet Lampe La1 auf und verlischt nach einer durch das *RC*-Glied (*R*37, *C*19) bestimmten Zeit wieder. Wird die Amplitude der Eingangsspannung größer, so blinkt Lampe La1, und zwar um so schneller, je größer die Amplitude ist. In diesem Fall muß die Verstärkung des entsprechenden Vorverstärkers reduziert bzw. die Tonfrequenzquelle über einen zusätzlichen Spannungsteiler angeschlossen werden. Die Schaltung arbeitet sehr zuverlässig. Ihre Überwachungsfunktion soll an Bild 4.4 erklärt werden. Sie hat einen hohen Eingangswiderstand und kann deshalb über ein Diodengatter (D1.1 bis D1.6) die Vorverstärkerausgänge und über die Z-Dioden D2 die Höhen-Tiefen-Netzwerke überwachen. Die Dioden D1 entkoppeln zu einem gewissen Grad die einzelnen Meßausgänge voneinander. Sind z. B. 2 Ausgänge mit gleichem Pegel beaufschlagt, so würde die Übersteuerungsanzeige mit Widerstandsentkopplung schon bei kleineren Amplituden ansprechen. Durch die Z-Dioden D2 wird einmal derselbe Entkopplungseffekt erreicht und zum anderen der Gleichspannungspegel für Stufe T4 von der Überwachungsschaltung getrennt. Es erfolgt z. B. bei einer effektiven Ausgangswechselspannung von 3 V an einem Höhen-Tiefen-Ausgang Übersteuerungsanzeige. Werden beide Kanäle parallelgeschaltet und mit gleichem Signal beaufschlagt, so wird ab 2,9 V Übersteuerung angezeigt. Wird mit Widerständen und Kondensatoren entkoppelt, so liegt das Verhältnis bei 3 V:1,8 V, also wesentlich ungünstiger. Bei den Vorverstärkern beträgt dieses Verhältnis mit Entkopplungsdioden 2,1 V:1,75 V. Die Ansprechschwellen von Vorverstärkern und Höhen-Tiefen-Netzwerken beeinflussen sich kaum.

Mit den Widerständen *R*22 und *R*27 werden die Ansprechschwellen eingestellt. Wegen ihres hohen Eingangswiderstands kann die Schaltung auch zur Überwachung größerer Wechselspannungen

benutzt werden. Dazu muß man lediglich einen entsprechend großen Vorwiderstand einsetzen. Eine ausführliche Beschreibung dieser Überwachungsschaltung findet der Leser in [12].

4.3.6. Aussteuerungsanzeige (Bild 4.5)

Die eingebaute Aussteuerungsanzeige gestattet die Pegelüberwachung des Endverstärkers. Sie muß die Aussteuerung der Endstufe etwa logarithmisch anzeigen und außerdem eine betriebsspannungsabhängige Anzeigebeeinflussung aufweisen. Da der NF-Pegel der Vorverstärker betriebsspannungsunabhängig ist, muß eine betriebsspannungsabhängige Regeleinrichtung vor dem Anzeigeverstärker geschaltet sein. Die NF-Spannung wird der Gegenkopplungswicklung des Ausgangsübertragers entnommen. Diese Wicklung liegt einseitig an Masse und liefert bei Vollaussteuerung des Endverstärkers und einer Betriebsspannung von U_B 25 V eine Ausgangswechselspannung U_{eff} von etwa 28 V. Die aussteuerbare Ausgangswechselspannung reduziert sich etwa proportional mit der anliegenden Betriebsspannung.
Als einfache Lösungsmöglichkeit einer betriebsspannungsabhängigen Regelung bot sich ein fremdgeheizter Heißleiter an. Da keine solchen Bauelemente im Handel sind, wurde ein glasierter Heißleiter *TNM 56K* mit einer zusätzlichen Heizwicklung von etwa 100 Ω aus oxydiertem Widerstandsdraht bewickelt. Meist ist dieser Draht schwer zu beschaffen und sollte deshalb einem drahtgewickelten Widerstand entnommen werden.
Bei der Dimensionierung wurde angenommen, daß die effektive Wechselspannung an der Basis des Transistors T11 bei allen Betriebsspannungen zwischen 12,5 bis 28 V und Vollaussteuerung des Verstärkers etwa 2 V betragen soll. Weiterhin wurde der Heizstrom bei U_B 12,5 V auf 30 mA und bei U_B 25 V auf 60 mA festgelegt. Da der Heißleiter möglichst linear regeln soll, muß sich der gescherte Heißleiterwiderstand bei einer Stromänderung von 30 auf 60 mA um die Hälfte verringern, darf aber dabei nicht zu niederohmig werden. Der optimale Wert des Scherwiderstands wird durch Einsetzen verschiedener Widerstandswerte und Berechnung des Kompensationswiderstands bei den Heizströmen von 30 und 60 mA gefunden. Es ergibt sich ein Wert von 5,6 kΩ und eine maximale Linearitätsabweichung von ± 4% im

Temperaturbereich von 20 ... 50 °C. Da sich der Thermistorwiderstand auch mit der Umgebungstemperatur verändert, wird diese Abhängigkeit durch Reihenschaltung mit einer weiteren Heißleiterkombination ($R50$, $R51$) kompensiert. Der Heizer liegt über die Lampe 1, die dazu parallel geschaltete Z-Diode D3 und die Vorwiderstände $R45$, $R46$ an der Hauptbetriebsspannung U_B. Lampe 1 beleuchtet den Aussteuerungsmesser und bildet gleichzeitig die Kontrolle des Heizkreises. Durch die Z-Diode wird die Lampenspannung stabilisiert. Die geregelte Eingangswechselspannung liegt über den Koppelkondensator $C20$ an der Basis des als Emitterfolger geschalteten Aussteuerungsverstärkers T11. Am Emitter dieses Transistors steht die entkoppelte aussteuerungsproportionale Tonfrequenz, die dem Gleichrichter D5 und dem Aussteuerungsmesser über den Vorwiderstand $R53$ zugeführt wird. Über das RC-Glied $R54$, $C23$ kommen Aussteuerungsspitzen unmittelbar zur Anzeige. Eine weitere Diode (D4) bewirkt eine Quasi-Logarithmierung der Anzeige, wobei mit dem Kondensator $C22$ langsames Abklingen des Zeigerausschlags erreicht wird. Außer der Aussteuerungsanzeige wird das Instrument noch zur Sollwertkontrolle der 3

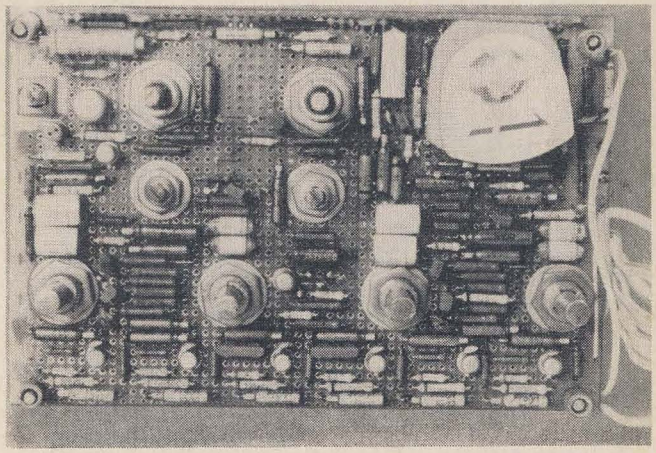


Bild 4.6 Ansicht der Rasterplatte mit den Baugruppen Mischfeld, H-T-Netzwerke, Abhörverstärker, Übersteuerungsüberwachung und Aussteuerungsanzeige

Betriebsspannungen genutzt. Über einen Kontrollschalter und entsprechende Vorwiderstände werden diese Spannungen im unausgesteuerten Zustand des Verstärkers an das Instrument geschaltet.
Die in Abschnitt 4.3.2. bis Abschnitt 4.3.6 genannten Baugruppen befinden sich auf einer Rasterplatte hinter der Montageplatte. In Bild 4.6 ist diese Platte im demontierten Zustand wiedergegeben. Befestigt wird sie mit 4 M3-Schrauben und Distanzstücken an der Rückseite der Montageplatte. Im unteren Bildteil sind die Bauelemente des Mischfelds, darüber die Regler und Bauelemente der Höhen-Tiefen-Netzwerke wiedergegeben. In der Mitte erkennt man die Einstellregler der Steuerausgänge. Die linke obere Ecke wird von der Baugruppe „Übersteuerungsüberwachung" eingenommen. Die Fassung der Anzeigelampe La1, ganz links auf dem entsprechenden Bild 4.6, wurde mit *Epasol* eingeklebt. Rechts daneben sind der Regler des Kontrollverstärkers und der Summenregler zu sehen. In der unteren Ebene sind die 4 Regler der H-T-Netzwerke angeordnet. Auf der rechten oberen Seite der Rasterplatte erkennt man in einer Aussparung den Aussteuerungsmesser, der durch eine Schaumgummiunterlage federnd angebracht wird. Am rechten unteren Rand des Aussteuerungsmessers ist der mit dem Heizer bewickelte Heißleiter zu sehen. Um einen großen Störabstand zu erhalten, wird die gesamte Platte mit einer Abschirmhaube versehen.

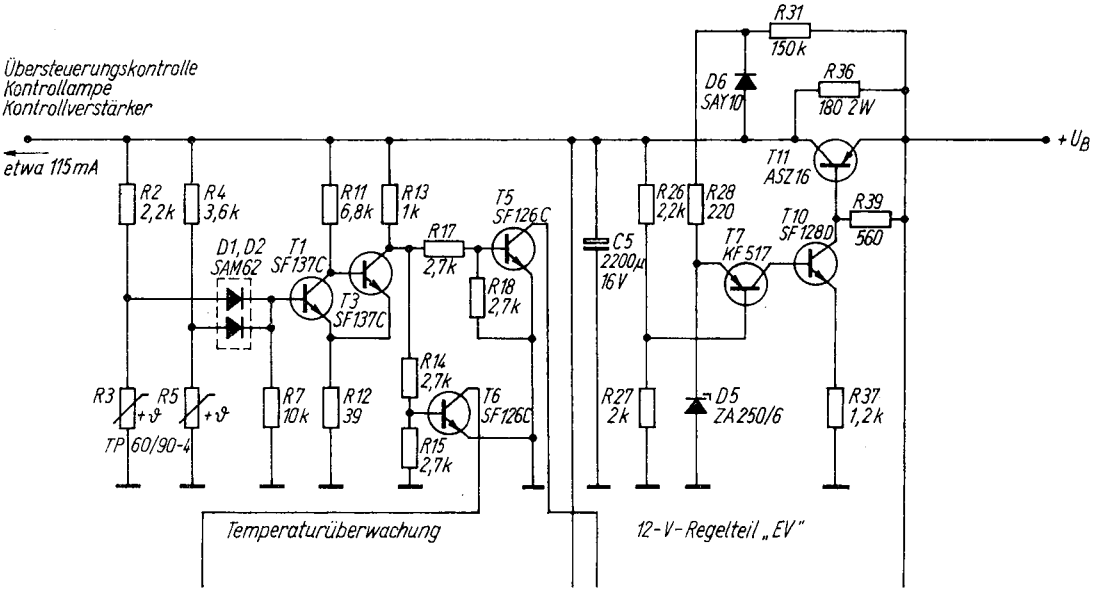
4.3.7. Endverstärker (Bild 4.7)

Die Baugruppe Endverstärker besteht im wesentlichen aus einer transformatorgekoppelten AB-Gegentaktendstufe mit Ausgangsübertrager. Um den Endverstärker über einem großen Betriebsspannungsbereich betreiben zu können, müssen die Betriebsspannungen der Vorstufen und die Arbeitspunkte der Endstufen stabilisiert werden. Das erreicht man durch ein kurzschlußfestes 12-V-Regelteil (EV), das organisch mit der Baugruppe Endverstärker verbunden ist. Weiterhin befindet sich die Baugruppe „Temperaturüberwachung" auf der Endverstärkergrundplatte. Das Eingangssignal vom Summenregler liegt über dem Widerstand *R*1 und dem Koppelkondensator *C*1 an der Basis des Ein-

gangstransistors T2. Dieser ist mit dem Treibertransistor T4 galvanisch gekoppelt. Durch diese Kopplung und die Erzeugung der Basisspannung des T2 über den Emitterwiderstand des T4 stellt sich ein sehr stabiler Arbeitspunkt für beide Transistoren ein. Der Arbeitswiderstand des Eingangstransistors T2 liegt über einer Kontrollampe und einem Schutzwiderstand an der stabilisierten 12-V-Betriebsspannung „EV". Bei Ansprechen der Temperaturüberwachungsschaltung wird Transistor T6 leitend. Dadurch erhält der Eingangstransistor T2 keine Betriebsspannung. Die fällt über *R*8 sowie die jetzt leuchtende Kontrollampe ab, und der Transistor T4 sperrt.

Die Primärwicklung des Treibertransformators Ü1 und die auf die Primärseite transformierten Sekundärwiderstände bilden den komplexen Arbeitswiderstand des Transistors T4. Beide Wicklungen wurden zusätzlich mit Metallfolie abgeschirmt. Damit werden kapazitive Verkopplungen bei hohen Frequenzen vermieden. Im Mittelabgriff der Sekundärwicklung des Treiberübertragers wird über einen Spannungsteiler eine Spannung eingespeist, die den Arbeitspunkt und damit den Ruhestrom der Endstufen festlegt. Den unteren Zweig dieses Spannungsteilers bildet eine Widerstands-Heißleiterkombination (*R*19, *R*20, *R*23 bis *R*25). Die Heißleiter befinden sich auf dem Kühlblech in unmittelbarer Nähe der Endtransistoren und bewirken ihre Ruhestromstabilisierung. Die am Mittelabgriff der Sekundärwicklung des Ü1 gegen Masse liegenden Dioden D3 und D4 halten bei einem eventuellen Defekt des Regelteils oder einer Unterbrechung im unteren Zweig des Spannungsteilers die Spannung am Mittelabgriff auf etwa 1,5 V fest. Der Ruhestrom der Endstufen nimmt dabei noch keine gefährlichen Werte an. Bei Ansprechen der Temperaturüberwachungsschaltung wird durch Transistor T5 die Spannung am Mittelabgriff und dadurch der Endtransistor-Ruhestrom abgeschaltet. Von der Sekundärwicklung des Übertragers Ü1 werden die Treibertransistoren T8, T9 und die damit verbundenen Endstufen T12, T13 im Gegentakt angesteuert. Da die erforderliche Basisspannung zu Ansteuerung der Endstufen relativ niedrig ist, läßt sich die Kollektorspannung der Treibertransistoren T8, T9 vom 12-V-Regelteil „EV" entnehmen. Dadurch werden die Treibertransistoren nur gering belastet, und es lassen sich Transistoren geringer Leistung verwenden.

Der Ausgangsübertrager Ü2 hat großen Einfluß auf Klirrfaktor


Übersteuerungskontrolle
Kontrollampe
Kontrollverstärker
etwa 115 mA
+ U_B
R31
150 k
D6
SAY10
R36
180 2W
T11
ASZ16
R2
2,2k
R4
3,6k
R11
6,8k
R13
1k
T5
SF126C
R17
2,7k
R18
2,7k
D1, D2
SAM62
T1
SF137C
T3
SF137C
C5
2200µ
16V
R26
2,2k
R28
220
T7
KF517
T10
SF128D
R39
560
R14
2,7k
R15
2,7k
T6
SF126C
R3
R5
TP 60/90-4
R7
10k
R12
39
R27
2k
D5
ZA250/6
R37
1,2k
Temperaturüberwachung
12-V-Regelteil „EV"

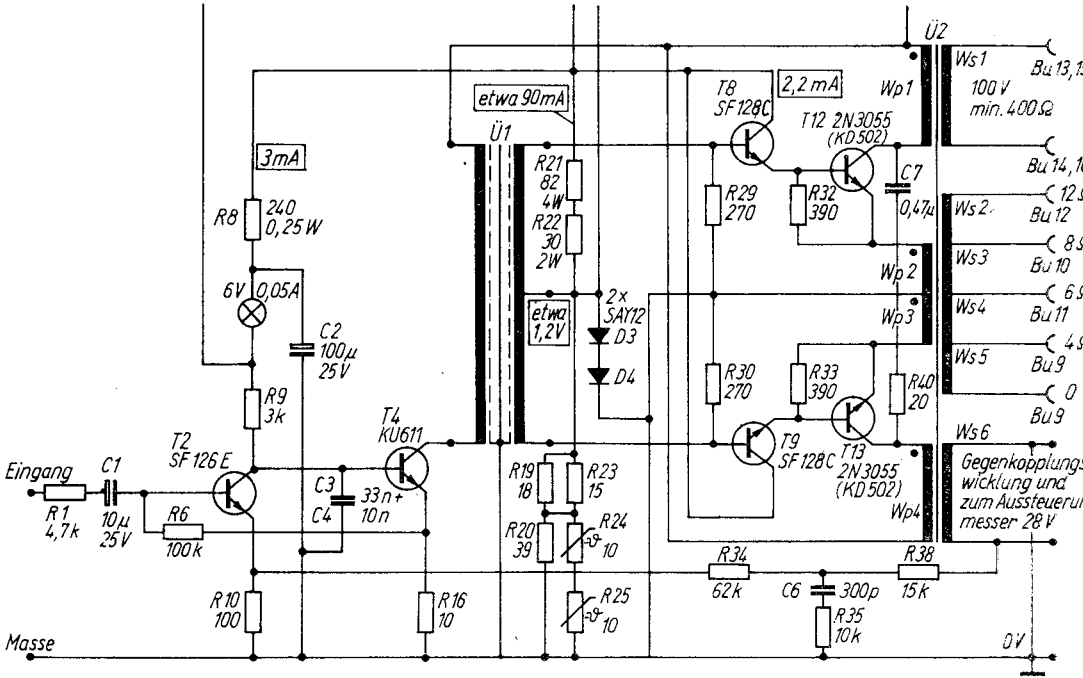


Bild 4.7 Endverstärker, Temperaturüberwachung, 12-V-Regelteil EV; oben rechts bei Ws 1 heißt es richtig 200 Ω

Tabelle 4.1 Bewickelte Bauelemente des 50-W-Portableverstärkers

1. Treibertransformator Ü1

Kern *M55*, Dyn.-Blech IV × 0,35 je 50 % Bleche in einer Richtung
primär: 900 Wdg., 0,25-mm-CuL
Sekundär: 2 × 630 Wdg., 0,25-mm-CuL, zweidräthig wickeln
Wickelvorschrift:

1. 450 Wdg. primär, Lagenisolation aller 2 Lagen 1 × Lackpapier gefiedert
2. Zwischenisolation 2 Lagen Lackpapier gefiedert
3. 2 × 630 Wdg. sekundär, zweidrähtig, Lagenisolation aller 2 Lagen
4. Zwischenisolation 2 Lagen Lackpapier gefiedert
5. 450 Wdg. primär, Lagenisolation aller 2 Lagen

2. Ausgangstransformator Ü2

Kern *M85/32* Dyn.-Blech IV × 0,35 ohne Luftspalt, wechselweise geschichtet
primär: *W*p 1 = *W*p 4 = 68 Wdg., 0,85-mm-CuL, *W*p 2 = *W*p 3 = 7 Wdg., 0,85-mm-CuL
sekundär: *W*s 1 = 578 Wdg., 0,4-mm-CuL, *W*s 2 = 28 Wdg., 2 × 0,7-mm-CuL, *W*s 3 = 18 Wdg., 2 × 0,75-mm-CuL, *W*s 4 = 18 Wdg., 2 × 0,75-mm-CuL, *W*s 5 = 88 Wdg., 2 × 0,8-mm-CuL, *W*s 6 = 150 Wdg., 0,2-mm-CuL
*W*s 2 bis *W*s 5 wurden zur Querschnittsvergrößerung doppeldrähtig gewickelt
Die Wicklungen sind aufzuteilen sowie Primär- und Sekundärwicklungen geschickt ineinander zu verschachteln. Unmittelbar über einen Teil der Primärwicklung ist ein Teil von *W*s 1 zu wickeln, darüber ein Teil von *W*s 6, darüber eine Lage *W*s 5, danach wieder primär und so fort, bis alle Wicklungsteile untergebracht sind. Nach Fertigstellung wird die phasenrichtige Zusammenschaltung der einzelnen Wicklungen durch Anlegen einer Wechselspannung von 24 V an *W*s 6, Ausmessen und richtiges Hintereinanderschalten der Teilspannungen geprüft.

3. Netztransformator

Kern *M85/45*, Dyn.-Blech IV × 0,35 ohne Luftspalt, wechselweise geschichtet
primär: 756 Wdg., 0,42-mm-CuL
sekundär: 2 × 98 Wdg., 1,0-mm CuL, zweidrähtig wickeln
Wickelvorschrift:

1. Kernisolation 2 Lagen Lackbandgewebe 0,1 × 53 gefiedert
2. 756 Wdg., 0,42-mm-CuL primär, Lagenisolation jede Lage 1 × Lackpapier gefiedert
3. Zwischenisolation 3 Lagen Lackbandgewebe 0,1 × 53 gefiedert
4. 2 × 98 Wdg., 1,0-mm-CuL sekundär, zweidrähtig wickeln, Anzapfungen nach Bild 4.10 entfallen. Lagenisolation jede Lage, Lackpapier gefiedert

Fortsetzung von Tabelle 4.1.

5. Deckisolation 2 Lagen Lackbandgewebe

Nach Fertigstellung ist eine Isolationsprüfung der Primärwicklung gegen Kern und Sekundärwicklungen mit 2000 V~ durchzuführen.

und Bandbreite des Verstärkers. Primär- und Sekundärwicklungen werden deshalb ineinander verschachtelt und die Wicklungen bifilar (zweidrähtig) ausgeführt. Wickelvorschrift und Aufbau des Transformators sind aus Tabelle 4.1 zu ersehen. Den Transformator muß man sehr sauber und straff wickeln, da die vielen Wicklungen andernfalls nicht untergebracht werden. Um den Eingangswiderstand der Endtransistoren zu erhöhen, wird ein Teil der Primärwicklung zwischen Emitter der Endtransistoren und Masse geschaltet. Ein *Boucherot*-Glied (*C*7, *R*40) zwischen den Kollektoren der Endtransistoren setzt den Klirrfaktor bei hohen Frequenzen herab. Die Gegenkopplungswicklung wird in unmittelbarer Nähe der 100-V-Wicklung (W_{S1}) auf dem Ausgangstransformator angebracht. Während ein Anschluß dieser Wicklung an Masse liegt, wird der andere über ein frequenzabhängiges Netzwerk an den Emitter des Eingangstransistors T2 gegenphasig zurückgeführt. Dadurch ergibt sich am 100-V-Ausgang zwischen Vollast und Leerlauf nur ein Spannungsanstieg von 1:1,3. Da die 100-V-Wicklung eine sehr große Wicklungskapazität aufweist, werden die hohen Frequenzen auf dieser Wicklung benachteiligt. Im Gegenkopplungszweig wird deshalb durch das *RC*-Glied *C*6, *R*35 ein Teil der hohen Frequenzen ausgefiltert. Dadurch sind diese weniger gegengekoppelt und ermöglichen am 100-V-Ausgang eine obere Grenzfrequenz von 14 kHz. Bei den niederohmigen Sekundärwicklungen (W_{S2} bis W_{S5}) mit ihren verhältnismäßig geringen Windungszahlen tritt diese Dämpfung nicht auf. In diesem Fall liegt die obere Grenzfrequenz bei 25 kHz. Die Gegenkopplungswicklung (W_{S6}) speist außerdem noch die Aussteuerungsanzeige.

4.3.8. Temperaturüberwachung

Diese Baugruppe bildet mit dem Endverstärker eine Einheit und schützt die Endtransistoren vor thermischer Überlastung (Bild 4.7).

In unmittelbarer Nähe der Endtransistoren sind auf dem Kühlblech 2 Kaltleiterwiderstände aufgeklebt. Erreicht das Kühlblech eine Temperatur von 90 ... 100 °C, so werden die Kaltleiter hochohmig und schalten über die Entkopplungsdioden D1, D2 den *Schmitt*-Trigger T1, T3 ein. Über die 2 Schaltstufen T5 und T6 werden, wie schon erwähnt, der Endstufenruhestrom und das Eingangssignal abgeschaltet. Ist die Kühlblechtemperatur wieder niedriger, so geht die Schaltung in die Ausgangslage zurück. Die Unterbrechung einer Kaltleiterzuleitung bewirkt ebenfalls eine Auslösung der Schaltung. Die Temperaturüberwachungsschaltung hat den Vorteil, daß die Endstufen mit relativ kleinen Kühlblechen betrieben werden können, die nur für den Normalbetrieb dimensioniert sind.

4.3.9. 12-V-Regelteil „EV"

Dieses Regelteil ist kurzschlußfest und schaltet sich nach Abklingen der Überlastung selbst wieder ein. Der Widerstand R36 überbrückt den Längstransistor T11 und bewirkt einen genügend großen Ruhestrom. Dadurch wird der Transistor T11 nicht so stark belastet, und die Schaltung startet nach einer Überlastung schon mit einer relativ großen Grundlast. Die Wirkungsweise ist folgende. Bei Normalbetrieb erhält die Basis des Steuertransistors T7 vom Spannungsteiler *R*26, *R*27 eine solche Spannung, daß T7 bei sinkendem, d. h. gegenüber seinem Emitter negativer werdenden Basispotential öffnet und damit auch den Treiber T10 mehr durchsteuert. Dieser wiederum öffnet den Längstransistor T11 und bewirkt damit einen Anstieg der Ausgangsspannung. Das Umgekehrte tritt bei größer werdender Ausgangsspannung ein. Die Z-Diode D5 erhält ihren Strom über die Diode D6 und den Widerstand *R*28. Im Überlastungsfall muß der Steuertransistor T7 einen starken Kollektorstrom für T10 liefern. Dadurch reicht der Strom für die Z-Diode nicht mehr aus, und die Spannung am Emitter des T10 wird negativer. Infolgedessen wird die Ausgangsspannung des Regelteils, bis auf einen Reststrom durch *R*36, abgeschaltet. Hat der Belastungswiderstand eine bestimmte Größe wieder überschritten, so bewirkt der Spannungsabfall über ihn einen geringen Stromfluß durch D6, *R*28 und T7 nach der Basis des T10. Damit wird auch der Transistor T11 etwas ge-

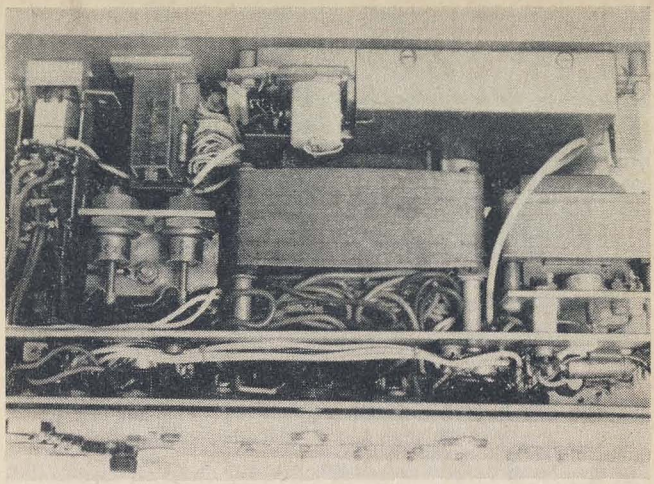


Bild 4.8 Blick von oben in das geöffnete Gerät. Im Vordergrund der Endverstärker

öffnet und die Ausgangsspannung größer. Dieses setzt sich fort, bis die Ausgangsspannung so groß ist, daß die Z-Diode D5 wieder stabilisert und damit den Steuertransistor T7 auf seinen richtigen Arbeitspunkt bringt.

Den Aufbau des Endverstärkers zeigen Bild 4.8 und Bild 4.9. Auf einer Grundkühlplatte, Al 99,5, 2 mm dick, unten abgewinkelt, mit den Abmessungen 234 mm × 99 mm und einem

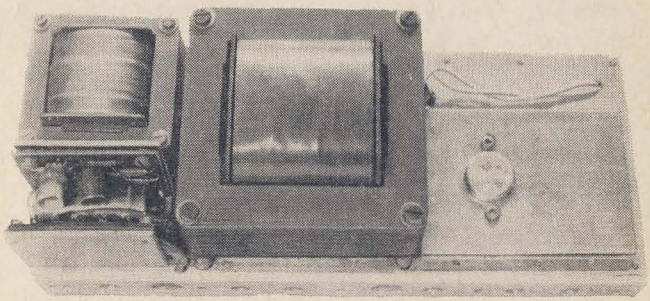


Bild 4.9 Anordnung von Treiber- und Ausgangsübertrager

22 mm breiten Befestigungssteg befinden sich alle Bauelemente des Endverstärkers. Je 65 mm von den Außenkanten entfernt, sind die Endtransistoren montiert. Zusätzlich ist über jedem dieser Transistoren noch ein Kühlblech aus Al 99,5 angebracht. Links am Kühlblech ist mit entsprechend langen Distanzbolzen der Treibertransformator, in der Mitte ebenfalls mit Distanzbolzen der Ausgangstransformator befestigt. Unter dem Treibertransformator befinden sich auf einem U-förmigen Al-Blech das 12-V-Regelteil EV und die Temperaturüberwachungsschaltung. Die Rückseite der Grundkühlplatte enthält 6 Lötleisten, auf denen sich die Bauelemente des Endverstärkers befinden. Der Befestigungssteg erhielt Kühl- und Befestigungsbohrungen.

4.3.10. Netzteil, Hauptregelteil (Bild 4.10)

Bedingt durch die große Ausgangsleistung des Verstärkers werden an Netzteil und Hauptregelteil besonders große Anforderungen gestellt. Der Netztransformator muß in der Lage sein, eine Sekundärleistung von 100 VA abzugeben. Es wurde deshalb trotz des gedrängten Aufbaus ein Kern *M 85 b*, Dyn.-Blech IV eingesetzt. Die Netzspannung von 220 V, 50 Hz wird über Schutzkontaktstecker angeschlossen und ist mit einem beleuchteten Tastenschalter von der Frontseite des Geräts 2polig abschaltbar. Sie wird über einen 630-mA-Schmelzeinsatz zur Primärwicklung des Netztransformators geführt. Weiterhin läßt sich mit dem genannten Schalter der Pluspol des Batterieanschlusses abschalten. Die Rohgleichspannung wird durch eine Mittelpunkt-Gleichrichterschaltung aus 2 Si-Gleichrichtern *SY 162* gewonnen und durch 2 parallelgeschaltete Elektrolytkondensatoren $2 \times 4700\ \mu F$ geglättet. Während der Mittelpunkt der Sekundärwicklung an die Längstransistoren T2, T3 des Hauptregelteils geführt ist, sind die den Pluspol der Gleichstromquelle bildenden Katoden der Si-Gleichrichter über eine Schutzdiode D3 (*GY 122*) mit dem abschaltbaren Batterieanschluß und über einen 6,3-A-Schmelzeinsatz (Si 2) mit dem Pluspol des Hauptregelteils bzw. des Verstärkers verbunden.

Das Hauptregelteil ist ein kurzschlußfester, sich selbst wieder einschaltender Längsregler. Die Wirkungsweise ist ähnlich wie beim schon beschriebenen 12-V-Regelteil „EV". Es schaltet bei

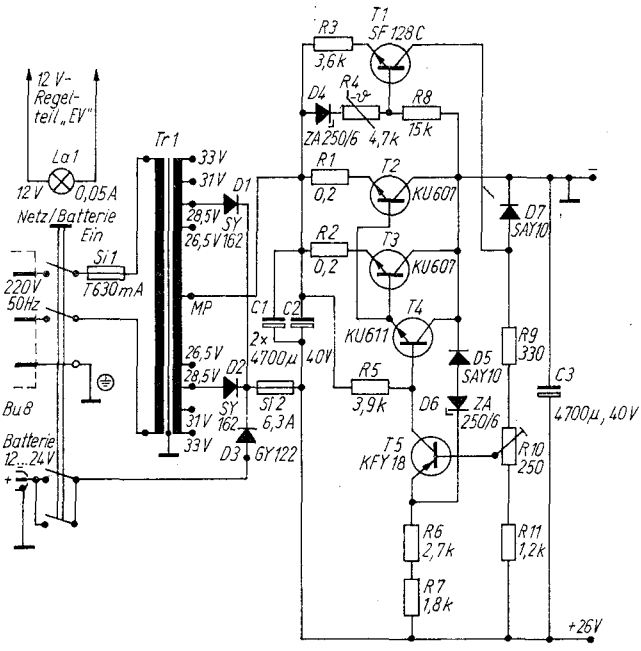


Bild 4.10 Baugruppen Hauptregelteil und Netzteil

einem Laststrom von etwa 6,3 A ab. Ist die Überlastung wieder beseitigt und der Lastwiderstand $\geqq 9\ \Omega$, entsprechend 2,9 A Laststrom, so schaltet es sich wieder selbständig ein. Das Stellglied wird durch die parallelgeschalteten Transistoren T2, T3 gebildet, wobei die Widerstände $R1$ und $R2$ gleichmäßige Stromaufteilung bewirken. Hat der Regler durch Überlastung abgeschaltet, so muß auch in diesem Zustand noch ein kleiner Reststrom durch die Last fließen. Wird der Lastwiderstand wieder größer, so steigt auch der durch den Reststrom am Lastwiderstand verursachte Spannungsabfall. Der bei abgeschaltetem Stellglied durch $R3$ und T1 in den Basisspannungsteiler $R9$, $R10$, $R11$ fließende Strom bestimmt die Größe dieses Reststroms (etwa 0,2 A). Ist das Regelteil längere Zeit durch Überlastung

abgeschaltet, so kann es durch die hohe anliegende Rohgleichspannung bei gleichzeitigem Reststrom durch das Stellglied zu einer Aufheizung der Transistoren T2 und T3 kommen. Um das zu vermeiden, wird der Thermistor *R4* in den Basisspannungsteiler des T1 geschaltet, diesen klebt man mit *Epasol* auf das Kühlblech der Stellgliedtransistoren; er bewirkt bei einer größeren Erwärmung eine Reduzierung des Reststroms auf 0,1 A. Mit der Z-Diode D4 wird der Ruhestrom durch T1 konstant gehalten.

4.4. Technische Daten der Baugruppen

Vorverstärker	
Verstärkung je Kanal	stetig einstellbar 1000 ... 1,5fach
Eingangsspannungsbereich	U_{eff} 0,1 mV ... 1,6 V
Eingangswiderstand (f = 1 kHz)	150 kΩ ... 2,5 MΩ
-3dB-Frequenzgang (größte Verstärkung)	25 Hz ... 20 kHz
maximale Ausgangsspannung U_a	U_{eff} 2 V
Außenwiderstand R_a	≈ 2,4 kΩ ... 17 Ω
Klirrfaktor	< 0,5 %
Störspannungsabstand (bei U_a 2 V, V_{max} und R_E 200 Ω	≧ 60 dB
Betriebsspannung (U_{VV})	12,5 V ± 0,5 V
Betriebsstromaufnahme (alle 6 Kanäle)	etwa 16 mA
Vorverstärkerregelteil	
Eingangsgleichspannung	+ 12,5 ... + 28 V
Ausgangsgleichspannung (U_{VV})	+ 12 ... + 12,3 V
Ausgangsstrom	10 ... 50 mA
Abschaltstrom bei U_B 25 V	100 mA
Wiedereinschalten (nach Überlastung)	ab 50 ... 70 mA
Mischfeld	
Grunddämpfung einer Gruppe	1:0,2 ≙ − 14 dB
maximale Eingangsspannung	U_{eff} 3 V

Betriebsspannung (U_{VV})	12,5 V — 0,5 V
Betriebsstromaufnahme	etwa 14 mA

Höhen-Tiefen-Netzwerke

Grundverstärkung (Regler Mittelstellung)	etwa 3,3fach $\triangleq$ 10 dB
maximale Tiefenanhebung (bei 40 Hz und beide Regler maximal)	etwa 8,8fach $\triangleq$ + 19 dB
maximale Höhenanhebung (bei 20 kHz und beide Regler maximal)	etwa 8,8fach $\triangleq$ + 19 dB
maximale Tiefenabsenkung (bei 40 Hz und beide Regler 0-Stellung)	etwa 12,7fach $\triangleq$ — 22 dB
maximale Höhenabsenkung (bei 20 kHz und beide Regler 0-Stellung)	etwa 6,9fach $\triangleq$ — 17 dB
maximale Eingangsspannung	U_{eff} 100 mV
Eingangswiderstand (f = 1 kHz)	etwa 120 kΩ
maximale Ausgangsspannung	U_{eff} 3 V
Ausgangswiderstand R_a	etwa 23 Ω
Betriebsspannung (U_{VV})	12,5 V — 0,5 V
Betriebsstromaufnahme (alle 2 Kanäle)	etwa 14 mA
Ausgangsspannung der Steuerausgänge	U_{eff} 0 ... 100 mV
Innenwiderstand der Steuerausgänge	$\geqq$ 10 kΩ

Abhörverstärker

maximale Eingangsspannung	U_{eff} 430 mV
-3-dB-Frequenzgang	35 Hz ... 35 kHz
Eingangswiderstand (f = 1 kHz)	etwa 25 kΩ
maximale Ausgangsspannung	U_{eff} 3 V
Ausgangslast	Kopfhörer $\geqq$ 1 kΩ Lautsprecher $\geqq$ 6 Ω
maximale Ausgangsleistung	10 mW

Betriebsspannung (U_{EV})	12 V $\pm$ 0,5 V
Betriebsstromaufnahme	etwa 72 mA
Übersteuerungsüberwachung	
Art der Anzeige	Einzelimpulse bis Dauerleuchten
Vorverstärkerüberwachung	Blinkanzeige etwa ab $U_{a\ eff}$ 2,1 V
Überwachung H-T-Netzwerke	Blinkanzeige etwa ab $U_{a\ eff}$ 3 V
Anzeigelampe	12 V, 0,05 V Sockel T5,5
Betriebsspannung (U_{EV})	12 V $\pm$ 0,5 V
Betriebsstromaufnahme	maximal 50 mA
Aussteuerungsanzeige	
Anzeigegerät	Drehspul-Aussteuerungsmesser
Anzeigebereich	10 bis 170% Vollaussteuerung
Anzeigefehler bei Vollaussteuerung	$\pm$ 10%
Signalwechselspannung (bei Vollaussteuerung)	U_{eff} 14 ... 28 V bei U_B 12,5 ... 25 V
Betriebsspannung (U_{EV})	12 V $\pm$ 0,5 V
Betriebsstromaufnahme von U_{EV}	etwa 1 mA
Stromaufnahme von Hauptbetriebsspannung	etwa 30 ... 60 mA
Kontrollampe (in Reihe mit Heizwicklung)	6 V 0,05 A
Endverstärker	
maximale Eingangsspannung (für Vollaussteuerung, U_B 25 V)	$U_{eff} \leqq 100$ mV
Eingangswiderstand (f = 1 kHz)	etwa 33 kΩ
Spannungsverstärkung (am 100 V-Ausgang)	1000fach $\triangleq$ 60 dB
-3 dB-Frequenzgang (am 100 V-Ausgang)	20 Hz ... 14 kHz
-3 dB-Frequenzgang (niederohmige Lautsprecher-Ausgänge)	25 Hz ... 25 kHz
Ausgangsleistung	

(f = 1 kHz, 100-V-Ausgang, R_L = 200 Ω, U_B 25 V)	50 W
(f = 1 kHz, 100-V-Ausgang, R_L = 200 Ω, U_B 12,5 V)	12,5 W
(f = 1 kHz, 4-Ω-Ausgang, R_L = 4 Ω, U_B 25 V)	65 W
(f = 1 kHz, 4-Ω-Ausgang, R_L = 4 Ω, U_B 12,5 V)	16 W
Klirrfaktor (100-V-Ausgang, Nennleistung 50 W, f = 40 Hz ... 10 kHz)	5%
Störspannung (am offenen 100-V-Ausgang, Eingang kurzgeschlossen	< 3 mV
Eingang offen	< 10 mV
Betriebsgleichspannung U_B	12,5 ... 28 V
Ruhestromaufnahme (bei U_B 12,5 V)	0,36 A
(bei U_B 25 V)	0,45 ... 0,58 A
Betriebsstromaufnahme	
(bei Vollaussteuerung, U_B 12,5 V, f = 1 kHz)	1,9 A
(bei Vollaussteuerung, U_B 25 V, f = 1 kHz)	3,8 A

Übertemperaturüberwachung

Auslösetemperatur (Kühlblech Endtransistoren)	95 ... 100 °C
Anzeige bei Auslösung	Lampe 6 V, 0,05 A

12-V-Regelteil-„EV"

Eingangsgleichspannung	+ 12,5 V ... + 28 V
Ausgangsgleichspannung (U_{EV})	+ 11,8 V ... + 12,2 V
Ausgangsstrom	100 ... 400 mA
Grundlast	120 mA
Abschaltstrom (U_B 25 V)	0,6 A
Wiedereinschalten (nach Überlastung)	ab 250 ... 300 mA

Hauptregelteil

Eingangsgleichspannung	16 ... 40 V
Ausgangsgleichspannung	25 ... 27 V
Ausgangsstrom	0 ... 5 A
Abschaltstrom	etwa 6,3 A
Wiedereinschalten (nach Überlastung)	≦ 3 A

Netzteil

Netzanschluß (Kaltgeräte-

Einbaustecker)	220 V ± 10%, 50 Hz
Leistungsaufnahme	etwa 100 VA
Schutzleiteranschluß	mit allen Gehäuseteilen und Gerätemasse verbunden
Netz-Batterie-Hauptschalter	schaltet Netz 2polig und Batterie 1polig ab
Schmelzsicherungen (vor Netztransformator)	T 630 mA
(vor Regelteil)	6,3 A

4.5. Mechanischer Aufbau

In einem nach vorn offenen Stahlblechgehäuse mit den Hauptabmessungen 275 mm × 180 mm × 130 mm befindet sich ein Aluminiumchassis, das an seiner hochgezogenen Rückwand die Baugruppe Hauptregelteil trägt. Die Vorderwand ist eine abschraubbare Montageplatte. Sie enthält die Bedien- und Anzeigeelemente sowie die Rasterplatte mit den Baugruppen Abschnitt 4.3.2. bis Abschnitt 4.3.7. Die Chassisgrundplatte trägt den Netztransformator und die Gleichrichterdioden. Auf der Unterseite befinden sich Sieb- und Pufferkondensatoren sowie das

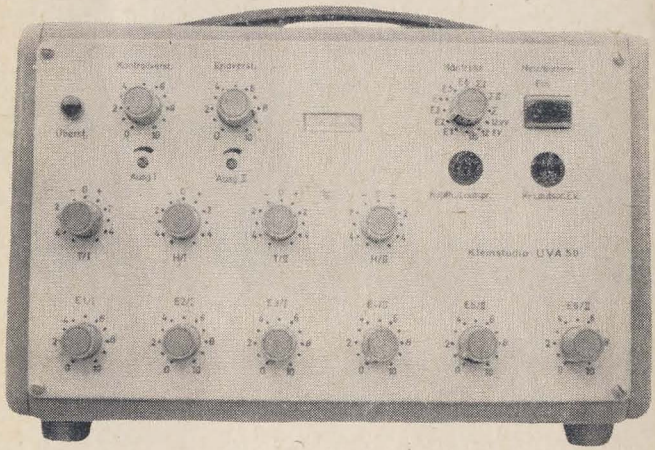


Bild 4.11 Vorderansicht des Portableverstärkers

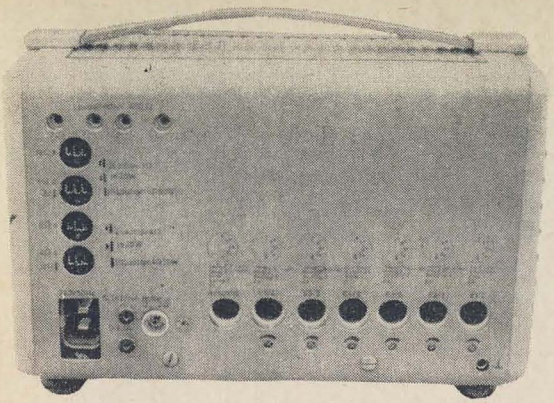


Bild 4.12 Geräterückseite mit Anschlußelementen

geschirmte Vorverstärkermodul. Ein auf der Chassisoberseite befestigtes L-förmiges Alublech ist Träger des Endverstärkers. In Bild 4.11 ist das mit *Kleinstudio UVA 50* bezeichnete Gerät von vorn zu sehen. Als Frontplatte benutzt man eine 0,5 mm dicke, weiß gespritzte Aluplatte, die mit Abreibebuchstaben beschriftet und danach mit farblosem Lack überspritzt wird. An der Beschriftung sind die einzelnen Reglerfunktionen deutlich zu erkennen. Unterhalb des Kontrollschalters und des Netzschalters auf der rechten Geräteseite befinden sich die Steckbuchsen für Kopfhörer und Kontrollautsprecher.

In Bild 4.12 ist die Geräterückseite zu sehen. Man beschriftet mit schwarzer Tusche, wobei anschließend ebenfalls mit farblosem Lack fixiert wird. An die Steckbuchsen ganz oben links werden die Lautsprecher mit 100-V-Anpassung angeschlossen. An die darunter befindlichen Lautsprecherbuchsen können niederohmige Lautsprecher oder Tonsäulen bis 50 W mit verschiedenen Anpassungswiderständen angeschlossen werden. Die 6 Eingangsdiodenbuchsen und die Buchse für den Steuerausgang sind auf der rechten Geräterückseite. Unter den Eingangsbuchsen befinden sich die Vorregler der Eingangskanäle. Links unten sind Einbaunetzstecker, Sicherungen und Batteriesteckdose zu erkennen. Aus Bild 4.13 ist die Belegung der Steckdosen der Geräterückseite zu ersehen.

Bild 4.13 Steckdosenbelegung und Bauelementezuordnung an der Geräterückseite

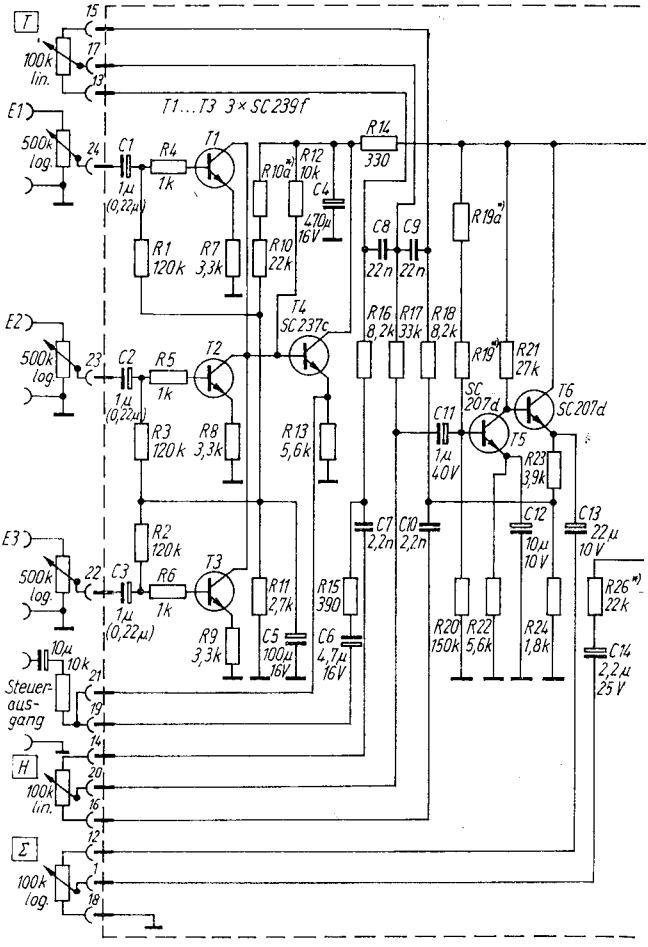
5. Transistoruniversalverstärker-Baustein

5.1. Allgemeines

In der Arbeitsgemeinschaft Elektronik an der *Station Junger Techniker und Naturforscher*, Königstein, wurde ein Baustein Transistoruniversalverstärker entwickelt und gebaut. Der Verstärker hat 3 mischbare Eingänge gleicher Empfindlichkeit und ein aktives Höhen-Tiefen-Netzwerk im Vorverstärker.
Vor dem Eingang des Endverstärkers ist ein Summenregler vorgesehen. Die Endstufe kann wahlweise mit Silizium- oder Germaniumleistungstransistoren bestückt werden und je nach zur Verfügung stehender Betriebsspannung Ausgangsleistungen von 2,5 ... 25 W abgeben.
Der Baustein läßt sich für Mono- oder Stereoverstärker einsetzen. Die gesamte Verstärkerschaltung befindet sich auf einer Einlagenleiterplatte 90 mm × 150 mm und wird über einen 24poligen Stecker nach *TGL 200-3604* mit Reglern sowie Eingangs- und Ausgangsbuchsen verbunden. Ein mit Distanzstücken auf der Leiterplatte befestigter Kühlkörper trägt die Leistungstransistoren.

5.2. Beschreibung der Schaltung (Bild 5.1)

Vor den 3 gleichberechtigten Mischeingängen mit den rauscharmen Transistoren T1 ... T3 liegen die Mischregler, die an der Frontplatte des Geräts angebracht werden und wahlweise logarithmische Dreh- oder Schieberegler sein können. Soll ein Stereoverstärker gebaut werden, so muß man Tandemregler mit möglichst gutem Gleichlauf einsetzen. Geeignet sind je nach erforderlichen Eingangsbedingungen Widerstandswerte von 100 kΩ bis 1 MΩ.
Die Schleifer der Mischregler liegen an den Entkopplungskondensatoren $C1$ bis $C3$. Die unüberbrückten Emitterwiderstände der Eingangstransistoren bewirken einen großen Eingangswiderstand. Der Arbeitspunkt der Transistoren T1 ... T4 wird ge-



meinsam durch den Spannungsteiler $R10$, $R10a$ und $R11$ eingestellt. Dabei sind $R10$ und $R10a$ so auszulegen, daß über $R13$ etwa die halbe, an $C4$ anliegende Betriebsspannung abfällt. Die Kondensatoren $C4$ und $C5$ entkoppeln und sieben in Verbindung mit den Siebwiderständen $R14$ und $R10$, $R10a$ die Vor-

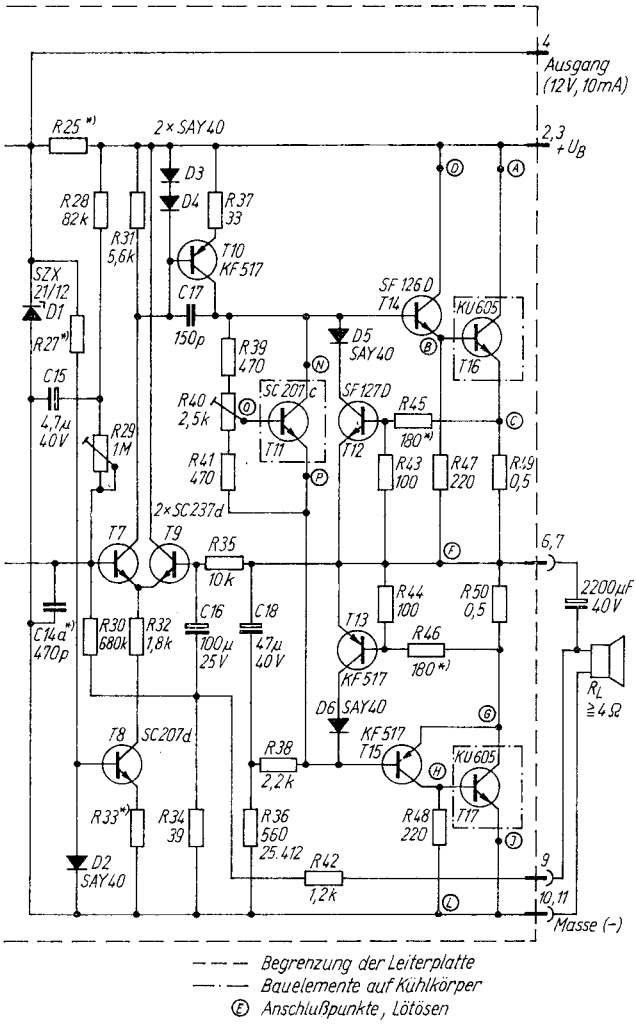


Bild 5.1 Verstärkerbaustein mit Siliziumleistungstransistoren und Außenbeschaltung

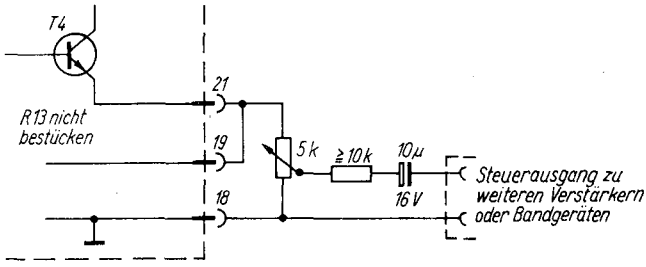


Bild 5.2 Regelbarer Steuerausgang

stufenbetriebsspannungen. Am Emitter des Transistors T4 bzw. am Stecker 21 steht ein relativ niederohmiges Summenmischsignal für Bandgeräte oder nachgeschaltete Verstärkeranlagen zur Verfügung.

Ist es erforderlich, so kann das Signal über einen Schutzwiderstand $\geqq 10$ kΩ und einen Koppelelektrolytkondensator 2,2 ... 10 µF entnommen werden. Auf der Leiterplatte ist der Ausgang des T4 vom nachfolgenden Höhen-Tiefen-Netzwerk getrennt. Das hat den Vorteil, daß $R13$ nicht bestückt werden muß und man an Stelle dieses Widerstands z. B. einen 5-kΩ-Einstellregler zum Einstellen des erwähnten Summenmischsignalpegels im Gerät vorsehen kann (s. Bild 5.2). Für Stereobetrieb wird an dieser Stelle ein linearer Tandemregler, 2×5 kΩ, zur Balanceeinstellung eingesetzt (s. Bild 5.3).

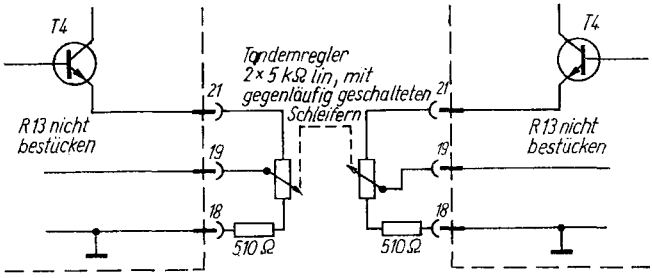


Bild 5.3 Anschaltung eines Balancereglers für Stereobetrieb

Der Eingang des nachfolgenden aktiven Höhen-Tiefen-Netzwerks liegt am Stecker 19 und wird, wenn keiner der im vorigen Absatz erwähnten Regler vorgesehen ist, mit Stecker 21 verbunden.
Für die Höhen- und Tiefenregelung sind im Gerät zwei lineare 100-kΩ-Regler und für Stereobetrieb die gleichen in Tandemausführung vorzusehen. Die aktive Klangreglerschaltung hat den Vorteil, daß mit handelsüblichen linearen Potentiometern eine nahezu ideale Einstellcharakteristik erreicht wird. Die einwandfreie Funktion setzt einen niederohmigen Quellwiderstand voraus, der durch den vorgeschalteten Emitterausgang (T4) gewährleistet ist. Über den Koppelkondensator $C6$ und den Anpaßwiderstand $R15$ wird das Signal zum Klangregelnetzwerk geführt. Sein Tiefenkanal wird durch die Bauelemente $C8$, $C9$, $R16$, $R17$, $R18$ sowie dem an den Steckern 13, 15 und 17 liegenden 100-kΩ-Potentiometer, und sein Höhenkanal durch $C7$, $C10$ sowie einem weiteren, an den Steckern 14, 16 und 20 liegenden 100-kΩ-Potentiometer gebildet. Den erforderlichen Einstellbereich des Spannungsfrequenzgangs bestimmt der folgende 2stufige Verstärker (T5, T6) und die mit $R23$, $R24$ fest eingestellte Gegenkopplung. Die Rückführung des Signals von diesem geteilten Emitterwiderstand gewährleistet eine große Aussteuerbarkeit. Das bedeutet, daß bis zu einer Ausgangsspannung von etwa 3 V der Klirrfaktor $< 1\%$ ist. Gleichzeitig wird damit die Grundverstärkung des Netzwerks bei 1 kHz festgelegt. Befinden sich die Regler in Mittelstellung, ist der Spannungsfrequenzgang linear. Die maximalen Anhebungen und Absenkungen sind aus den „Technischen Daten" zu ersehen.
Die Ausgangsspannung des Vorverstärkers wird am Emitter des Transistors T6 über den Koppelelektrolytkondensator $C13$ entnommen und liegt am Stecker 12. Die Betriebsspannung des Vorverstärkers wird über die Z-Diode D1 auf 12 V stabilisiert. Die Größe des Vorwiderstands $R25$ hängt von der angelegten Betriebsspannung ab. Gleichzeitig liegt die stabilisierte 12-V-Spannung am Stecker 4 zur Speisung hochwertiger Kondensatormikrofone (Maximalbelastung 10 mA).
Am Stecker 1 befindet sich der Eingang des Endverstärkers. Ist ein Summenregler oder Rausch- und Rumpelfilter vorgesehen, so sind diese Dämpfungselemente zweckmäßigerweise vor den Eingang des Endverstärkers zu schalten. Bei Stereobetrieb muß an dieser Stelle ein Tandemregler vorgesehen werden. Der End-

verstärker ist für den Betrieb an Betriebsspannungen unterschiedlicher Höhe bzw. an stark schwankenden Spannungen vorgesehen. Infolgedessen muß die Baugruppe sehr zuverlässig ausgelegt werden. Im Eingang bewirkt ein Differenzverstärker (T7, T9) eine sehr stabile Mittenspannung und einen großen Eingangswiderstand. Eine Konstantstromquelle vom gemeinsamen Emitterpunkt dieser Differenzstufe, bestehend aus T8, D2, *R*27, *R*32 und *R*33, bewirkt gute Gleichtaktunterdrückung und geringe Betriebsspannungsabhängigkeit. Sind die Anforderungen nicht so groß, so kann auf diese Stromquelle verzichtet und vom erwähnten Emitterpunkt ein 18- ... 22-kΩ-Widerstand gegen Masse geschaltet werden. Mit dem Einstellregler *R*29 ist die genaue Einstellung der Verstärker-Mittenspannung möglich. Die Ausgangswechselspannung der Differenzstufe liegt am Arbeitswiderstand *R*31 und wird von dort an die Treiberstufe T10 geführt. Mit dem Regler *R*40 wird die Kollektor-Emitter-Spannung des Transistors T11 und damit der Ruhestrom durch beide Endtransistoren eingestellt. Dieser Transistor befindet sich in thermischer Kopplung mit den Endtransistoren in der Mitte des gemeinsamen Kühlkörpers. Vom Kollektor des Transistors T10 wird die verstärkte Wechselspannung an die komplementären Treibertransistoren T14 und T15 geführt. Sie bewirken einen genügend großen Basisstrom der Endtransistoren und erzeugen die erforderliche Phasenumkehr für T17.

Die gegen den Signalausgang (Mittelpotential) liegenden 0,5-Ω-Widerstände (*R*49, *R*50) gestatten eine gewisse Linearisierung der Ausgangsströme beider Endtransistoren und ermöglichen den Anschluß einer elektronischen Überstrombegrenzungsschaltung. Der Kondensator *C*18 bewirkt in Verbindung mit den Teilerwiderständen *R*36, *R*38 eine dynamische Steuerspannungsaufstockung zur sicheren Durchsteuerung der *Darlington*-Endstufe. Der Gegenkopplungswiderstand *R*35 bestimmt die Grundverstärkung des Endverstärkers. Eine weitere Gegenkopplung führt vom Lautsprecheranschluß über den Spannungsteiler *R*42, *R*34 und Elektrolytkondensator *C*16 ebenfalls zur Basis des Transistors 9. Sie verkleinert die durch den Lautsprecherkoppelkondensator und den Lautsprecher verursachten nichtlinearen Verzerrungen im unteren bzw. oberen Frequenzbereich.

T12 und T13 begrenzen bei Übersteuerung des Verstärkers die Basis-Emitter-Spannung der Treibertransistoren, um eine Über-

steuerung der Endtransistoren durch Überschreiten der Verlustleistung zu vermeiden. Die Begrenzerschwelle kann mit *R*45 und *R*46 für jede Halbwelle getrennt eingestellt werden. Dadurch ist es nicht notwendig, für T12 und T13 gepaarte Transistoren einzusetzen. Durch die Schutzdioden D5 und D6 wird Inversbetrieb über T12 und T13 vermieden.

5.3. Schaltungsvarianten

Wie schon erwähnt, kann die Steckeinheit auch mit pnp-Endtransistoren bestückt werden. Geeignet dafür sind z. B. alle Germaniumleistungstransistoren mit einer zulässigen Kollektor-Emitter-Spannung von 22 bis 60 V und einem maximalen Kollektorstrom $\geqq$ 3 A. Dabei darf die angelegte Betriebsspannung auch im Leerlauf die zulässige Kollektor-Emitter-Spannung nicht übersteigen. Geeignet sind die Germaniumleistungstransistoren *GD 160 ... GD 180, GD 240 ... GD244*, die ungarischen Transistoren *ASZ 1015 ... ASZ 1018, AD 149, AD 150*, die Transistoren *OC 26, OC 27, 3 NU73 ... 7 NU73* von TESLA, sowjetische Germaniumleistungstransistoren bei Beachtung der Gehäuseform und entsprechende BRD- oder japanische Äquivalenztypen.
Mit einem Transistorpaar *GD 242C* läßt sich beispielsweise eine Ausgangsleistung von 15 W, mit einem Transistorpaar *ASZ 1016* eine Leistung von etwa 30 W, am 4 Ω Lastwiderstand bei 37 V Betriebsspannung erreichen.
Aus Bild 5.4 sind die für Germaniumbestückung erforderlichen Änderungen des Endverstärkers zu erkennen. Die mit einem Ring versehenen Buchstaben stellen Anschlußpunkte oder Lötösen auf der Leiterplatte dar und entsprechen den Stützpunkten der Siliziumvariante.
Die Änderungen gegenüber der Siliziumausführung sind geringfügig und betreffen im wesentlichen die Umpolung von Treiber- und Endtransistoren T14 ... T17, die Umschaltung der Endtransistoren-Basiswiderstände *R*47, *R*48 und die Änderung zweier Drahtbrücken.
Bei einer weiteren, in Bild 5.4 dargestellten Variante ist die in der Schaltung nach Bild 5.1 am gemeinsamen Emitterpunkt der Differenzstufe (T7, T9) liegende Konstantstromquelle (*R*32, *T*8

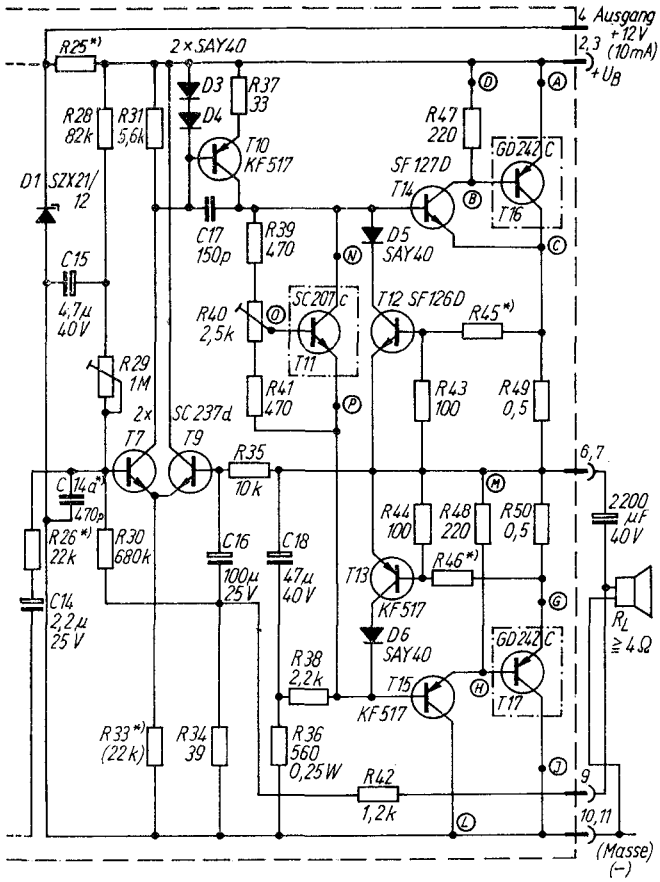


Bild 5.4 Endverstärker mit Germaniumleistungstransistoren

D2, *R*27, *R*33) durch einen hochohmigen Widerstand von 18 ... 22 kΩ gegen Masse ersetzt worden. Diesen kann man auf der Leiterplatte an Stelle des Widerstands *R*32 anbringen. Der Anschlußpunkt des Kollektors von Transistor T8 ist für diesen Fall mit einer Drahtbrücke nach der Masseleitung (z. B. Fußpunkt *R*33), zu überbrücken. Die oben aufgeführten Bauelemente werden für diese Variante, die man dann wählt, wenn keine hohe Anforderung an Stabilität und Eingangswiderstand des Endverstärkers gestellt wird, nicht bestückt.

Wird auf mischbare Eingänge verzichtet, braucht nur einer der 3 Mischeingänge bestückt zu werden. Die zwei anderen Eingangstransistoren und ihre Bauelemente entfallen dann. Sinngemäß wird verfahren, wenn nur 2 Mischeingänge benötigt werden.

Auch die elektronische Überstrombegrenzung durch die Transistoren T12, T13 kann entfallen, wenn andere Sicherungsmaßnahmen vorhanden sind. Das trifft z. B. bei Hochstromleistungstransistoren ($Ic \geqq 10$ A) in Verbindung mit einem relativ hochohmigen oder elektronisch gesicherten Netzteil zu. Dabei werden die Bauelemente T12, T13, D5, D6 und *R*43 bis *R*46 nicht bestückt. Sollen der Eingangswiderstand und die zulässige Eingangsspannung auf Kosten der Gesamtverstärkung erhöht werden, so sind die Widerstände *R*1 ... *R*3 auf 560 kΩ und die Widerstände *R*7 ... *R*9 auf 10 kΩ zu erhöhen. Die Gesamtverstärkung geht dadurch auf ein Drittel des ursprünglichen Wertes zurück. Der Eingangswiderstand beträgt dann etwa 500 kΩ, die maximale Eingangsspannung 1 V.

5.4. Aufbau und Bestückung

Eine Einlagenleiterplatte mit den Abmessungen 90 mm × 150 mm bildet die Basis des gesamten Bausteins. An einer Stirnseite wurde eine 24polige Messerleiste nach *TGL 200-3604* (ehemals *Zeibina*) angenietet. 3 M3-Schrauben mit Distanzstücken tragen einen Profilkühlkörper *03840* nach *TGL 26151*, auf dem sich isoliert die 2 Endtransistoren T16, T17 und der Kompensationstransistor T11 befinden. Bild 5.5 zeigt den kompletten Baustein. In der Darstellung entsprechend Bild 5.6 ist der Kühlkörper abgeschraubt. Dadurch sind die Bauelemente auf der Leiterplatte sehr gut zu erkennen.

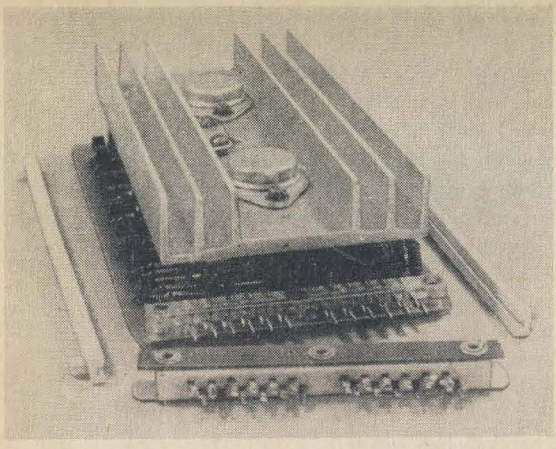


Bild 5.5 Vollständig bestückter Baustein und Montageteile

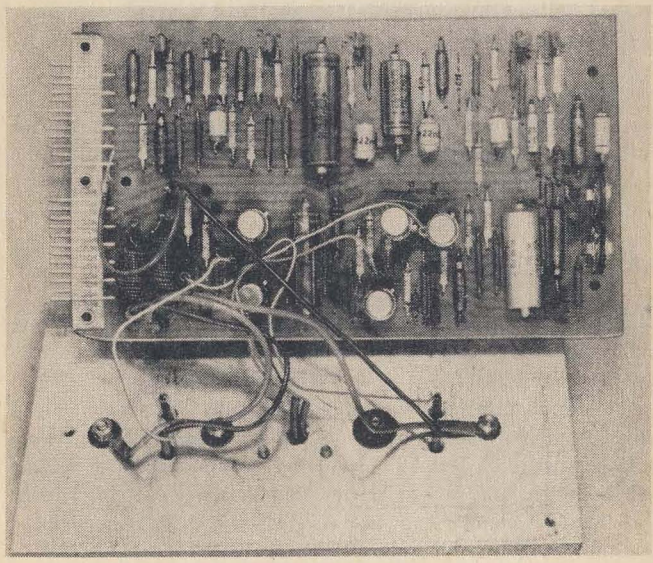


Bild 5.6 Bestückte Leiterplatte (Kühlkörper abgeschraubt)

Zum Anfertigen der drahtgewickelten Emitterwiderstände *R*49 und *R*50 ist weichlötbarer Widerstandsdraht im Durchmesser von 0,4 ... 0,8 mm gut geeignet, der eine Belastung von wenigstens 2 A verträgt. Zwei gleiche Widerstandsdrähte werden auf einen Widerstandswert von 0,5 Ω ± 10% ausgemessen. Dabei ist die Widerstandstoleranz unkritisch. Die beiden Drähte müssen nur vom gleichen Stück sein und gleiche Länge aufweisen. Die Drahtenden werden blank gekratzt und sauber verzinnt. Danach sind über einen geeigneten Spiralbohrerschaft zwei Widerstandswendel, maximal 8 mm Außendurchmesser, 18 mm Länge zu wickeln. Diese werden dann auf der Leiterplatte mit ihren abgewinkelten Enden an den Lötösen weich angelötet. Zwei davon bilden die Lötstützpunkte C und G, an denen auch Anschlußleitungen, z. B. Litze 0,5 mm², zu den Endtransistoren angelötet sind. Die anderen Anschlußpunkte zum Kompensationstransistor T11 und zu den Endtransistoren sind ebenfalls an Stiftlötösen geführt. Unterhalb der Lötöse G und des Widerstands *R*48 setzt man zwei Drahtbrücken ein, die je nach verwendeten Leistungstransistor-Zonenfolgen eingelötet werden. Auch die Widerstände *R*47, *R*48 sowie die Treibertransistoren T14 und T15 sind je nach verwendeten Endtransistoren anzuordnen. Während die Treibertransistoren in ihrer Lage um 180° versetzt werden können, sind für die Widerstände *R*47 und *R*48 unterschiedliche Plätze vorgesehen. Die richtige Bauelementelage ist aus dem Stromlaufplan zu ersehen. Die Transistoren T10, T15 und T14 sind durch ein Plastedistanzstück auf Abstand von der Leiterplatte zu halten. Bei hohen Betriebsspannungen und großen Ausgangsleistungen ist es zweckmäßig, die Transistoren T14 und T15 mit aufsteckbaren Kühlsternen (bzw. Kühlflügeln) zu versehen. Alle Diodenplätze bis auf D2 sind zur Bestückung mit Glas- oder Plastedioden geeignet. Richttyp für Siliziumdioden ist die *SAY 40*. Verwendet werden können alle Siliziumdioden mit gleichen oder besseren Strom- und Spannungswerten. Als Z-Diode D1 können die Typen *SZX 21/12, SZX 19/12, SZX 18/12, ZA 250/12* oder entsprechende Importtypen eingesetzt werden. Die Diode D2 ist bei Verwendung der aktiven Stromquelle mit T8 in jedem Fall in Plastausführung einzusetzen.

Abgleichwiderstände wurden aus Zuverlässigkeitsgründen nur zur Einstellung der Mittenspannung und des Endstufenruhestroms als Regler ausgeführt. Außerdem kann der Mittenspan-

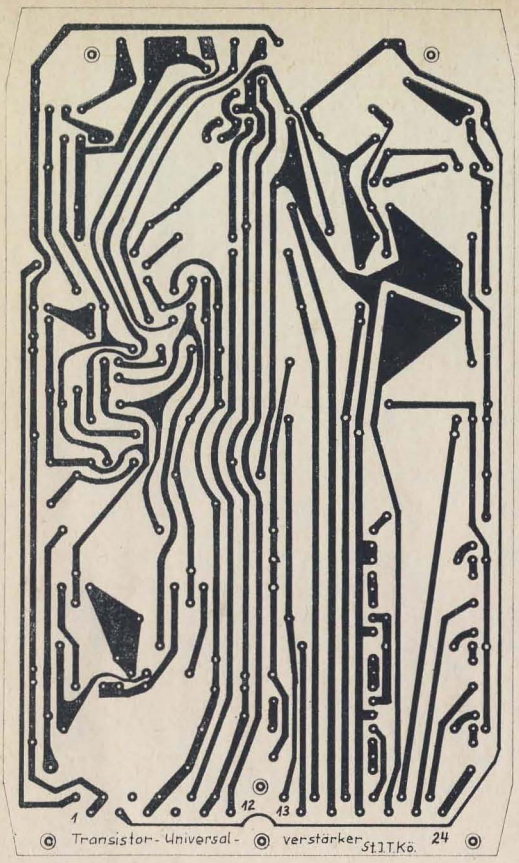


Bild 5.7 Leiterbild

nungsregler $R29$ nach erfolgtem Endabgleich durch einen Festwiderstand ersetzt werden. Für $R29$ und $R40$ sind die stehenden Einstellregler für gedruckte Schaltungen „P "Kenngröße 1 nach *TGL 11 886* vorgesehen. Es können aber auch die wesentlich zuverlässigeren Dickschichteinstellregler nach *TGL 27 423/01*, Kenngröße *523.813* eingesetzt werden. Mit den Widerständen $R10$ stellt man die Arbeitspunkte der Vorstufen, mit $R19$ die der

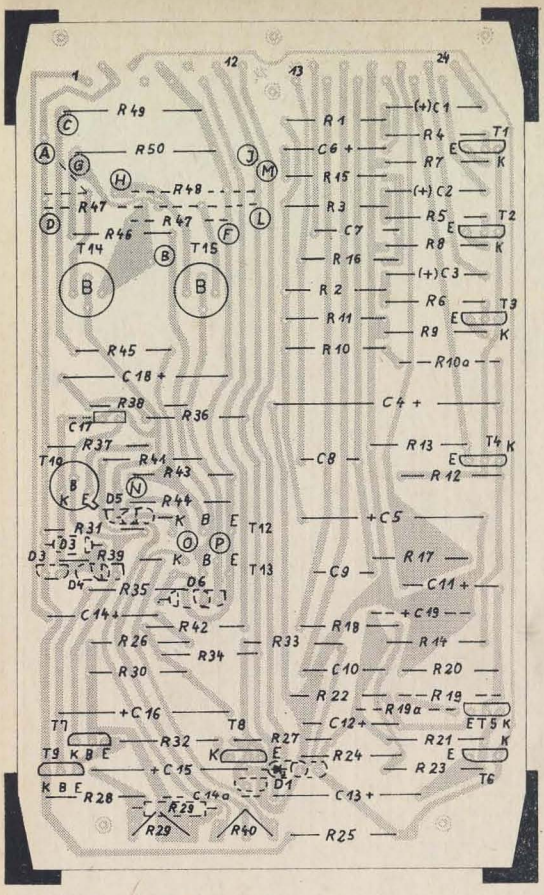
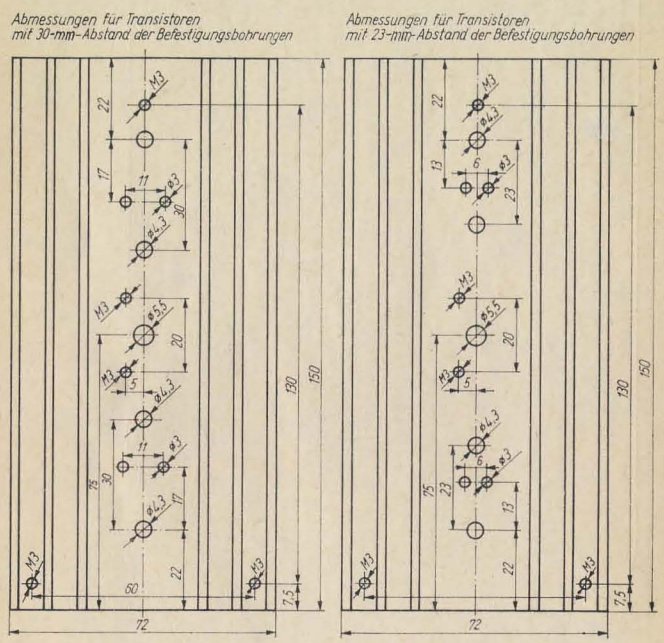


Bild 5.8 Bauelementebestückung

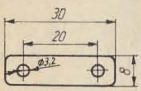
Transistoren des Höhen-Tiefen-Netzwerks ein. Zum besseren Abgleich werden jeweils 2 Widerstände in Reihe vorgesehen (*R*10a, *R*19a). Bild 5.7 zeigt das Leiterbild, in Bild 5.8 ist die Bauelementebestückung zu erkennen.

Die Leistungstransistoren sind, durch dünne Glimmer- oder Hartpapierscheiben isoliert, auf dem Profilkühlkörper angeschraubt.

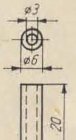
Zur besseren Wärmeleitung ist zwischen Transistor und Isolierscheibe sowie zwischen Isolierscheibe und Kühlkörper Silikonfett *NP 30* aufzutragen. Die M3-Befestigungsschrauben sitzen in Isolierbuchsen und sind durch Federringe gesichert. Über je einen 3-mm-Kabelschuh und Schaltlitze sind die Kollektoren mit der Schaltung verbunden. An die Anschlußstifte von Basis und Emitter werden die Anschlußleitungen direkt angelötet.



Kühlkörperprofil 03840 nach TGL 26151
(Al.-Guß)



Klemme für Kompensationstransistor
Al Mg 3 1,5 dick



Distanzstück
Hartpapier (3×)

Bild 5.9 Bearbeitete Kühlkörperprofile *03840* und Montagezubehör

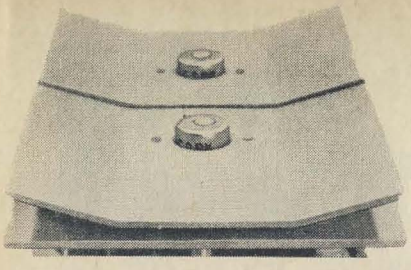
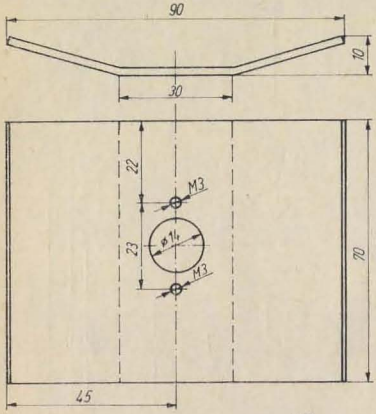


Bild 5.10
Kühlkörpervariante bis 15 W Ausgangsleistung



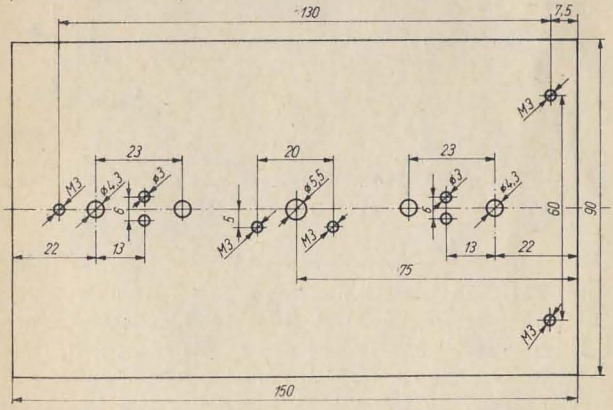


Bild 5.11 Abmessungen der Kühlkörpervariante für Transistoren mit 23-mm-Abstand der Befestigungsbohrungen

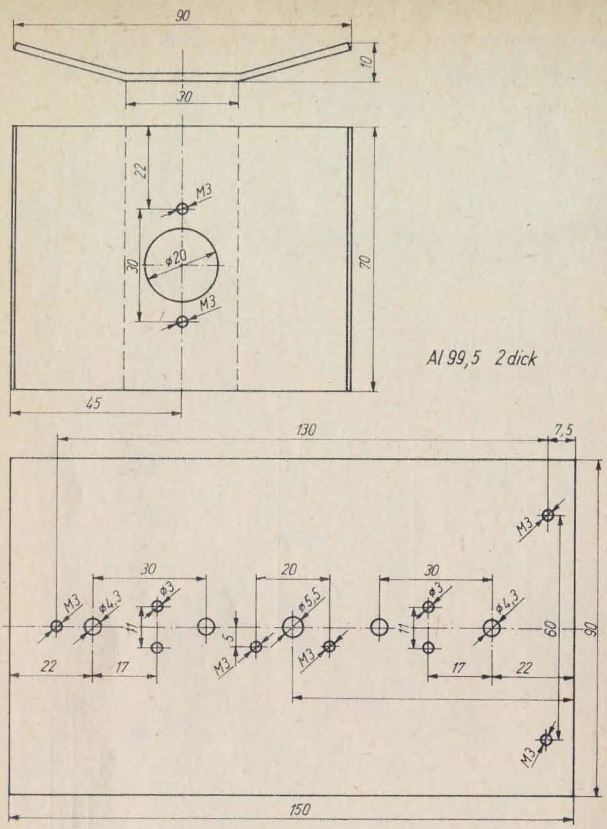


Bild 5.12 Abmessungen der Kühlkörpervariante für Transistoren mit 30-mm-Abstand der Befestigungsbohrungen

Zwischen den Leistungstransistoren wird der Kompensationstransistor T11 durch ein Klemmblech auf dem Kühlkörper befestigt oder mit *Epasol* aufgeklebt. Seine Anschlußdrähte werden mit Schaltlitze verlängert, isoliert und an die Lötösen N, O, P angelötet. Der Profilkühlkörper wird durch 3 Schrauben M3 und Distanzstücke mit der Leiterplatte verbunden. Um den Kühlkörper mit Masse zu verbinden, wird unter eines der 3 Befesti-

gungsgewinde ein Kabelschuh mit einer am Punkt $\mathfrak{J}$ angelöteten Masseleitung geklemmt. In Bild 5.9 sind die Abmessungen der bearbeiteten Kühlkörperprofile und des Montagezubehörs angegeben.
Stehen keine genormten Kühlkörper zur Verfügung, so kann, bis zu einer Verlustleistung von 15 W, auch weiches Aluminiumblech AL 99,5, 2 mm dick zur Kühlung verwendet werden. Dabei werden zusätzliche Kühlflügel an den Leistungstransistoren befestigt. Einzelheiten sind aus Bild 5.10, Bild 5.11 und Bild 5.12 zu ersehen.

5.5. Inbetriebnahme und Erprobung

Zur Inbetriebnahme und Erprobung des Bausteins ist ein bestimmter Mindestaufwand an Meßgeräten und Hilfseinrichtungen erforderlich.
Als Meßgeräte werden mindestens 2 Vielfachmesser, ein Oszillograf und ein *RC*-Generator (wenigstens mit einigen Festfrequenzen) benötigt. Zusätzlich wäre noch ein dritter Vielfachmesser, ein Durchgangsprüfer mit Ohmmeter und ein Transistor- oder Röhrenvoltmeter günstig.
Als Hilfseinrichtungen wird ein Adapter oder wenigstens eine 24polige Federleiste zum Anschließen der Betriebsspannung, des Lastwiderstands und der Regler benötigt. Weiterhin sind ein 4 Ω, 20-W-Lastwiderstand und ein Schutzwiderstand 20 ... 30 Ω, 10 W zur Strombegrenzung erforderlich.
Beim Abgleich des Bausteins kann die für den Verstärker vorgesehene Betriebsspannungsquelle oder eine zusätzliche Gleichspannungsquelle verwendet werden.
Vor Beginn der Abgleicharbeiten ist die ordnungsgemäße Bestückung der Steckeinheit zu überprüfen. Dabei ist auf richtige Polarität der Elektrolytkondensatoren und Einhaltung der Widerstandswerte besonders zu achten. Auch Dioden oder Transistoren können falsch gepolt sein. Vor dem Anlöten der Leistungstransistoren kontrolliert man mit einem Durchgangsprüfer ihre Isolation gegen den Kühlkörper. Transistor T11 ist ebenfalls an die entsprechenden Lötösen der Leiterplatte anzuschließen. In Verbindung mit dem Stromlaufplan ist noch einmal zu prüfen, ob die variantenabhängigen Bauelemente der ge-

wählten Endtransistoren richtig geschaltet sind. Für R25 setzt man je nach vorgegebener Betriebsspannung folgenden Widerstand ein:

U_B 15 ... 18 V:	390 Ω 5%	25.311.
U_B 18 ... 25 V:	820 Ω 5%	25.412.
U_B 25 ... 40 V:	1,8 kΩ 5%	25.412.

An Stelle der Abgleichwiderstände $R10a$ und $R10$ wird ein Einstellregler 22 kΩ, für $R19a$ und $R19$ ein Einstellregler 1 MΩ, an Stelle $R27$ ein Einstellregler 10 kΩ*), an Stelle $R33$ ein 100-Ω-Widerstand*) und für $C14a$ ein keramischer Scheibenkondensator 470 pF provisorisch eingelötet.

Die Einstellregler $R29$ und $R40$ sind auf rechten Anschlag zu stellen. An Stelle $R45$, $R46$ sind 1-kΩ-Einstellregler in Reihe mit jeweils einem 100-Ω-Schutzwiderstand einzusetzen und auf größten Widerstandswert zu stellen. Soll der Baustein im fertig verschalteten Verstärker abgeglichen und erprobt werden, so muß man mit je einer 24poligen Steckerleiste und einer Federleiste einen Adapter anfertigen. Als Verbindungsleitungen werden isolierte Schaltlitzen (0,5 mm²) angelötet. Eingangsleitungen und Leitungen zu den Höhen- und Tiefenreglern sind geschirmt auszuführen.

Den Abgleich kann man aber auch außerhalb des vorgesehenen Verstärkergehäuses an einem getrennten Netzteil vornehmen. Dazu sind an eine 24polige Federleiste provisorisch die Betriebsspannungszuführungen (Kontakte 2, 3, 10, 11) mit den entsprechenden Überbrückungselektrolytkondensatoren von 2200 µF, der Auskoppelkondensator 2200 µF 40 V mit Lastwiderstand 4 Ω (Kontakte 6, 7, 10, 11), die Gegenkopplungsleitung vom Lastwiderstand nach Kontakt 9, je eine Brücke zwischen Kontakt 19 und 21 bzw. 18 und 10, 11 sowie für Eingangs-, Summen-, Höhen- und Tiefenregler entsprechende, lineare Einstellregler zu löten.

Der für den Widerstand $R27$ provisorisch eingelötete Einstellregler 10 kΩ ist auf größten Widerstandswert*) und der Summenregler bzw. sein Ersatz auf 0 einzustellen. In die positive Betriebsspannungszuleitung vom Netzteil wird ein Gleichstrommesser (Bereich 1,5 A) und ein Schutzwiderstand 20 ... 30 Ω

*) Bei Varianten ohne Konstantstromquelle, wie z. B. in der Schaltung nach Bild 5.4, entfallen diese Bauelemente.

geschaltet. Wenn die Möglichkeit besteht, ist es zweckmäßig, die Betriebsspannung langsam auf den Sollwert hochzuregeln und dabei die Stromaufnahme des Verstärkers zu beobachten. Wird der Strom größer als 0,2 A, so ist die Betriebsspannung wieder abzuschalten und der Baustein noch einmal auf Schaltfehler oder falsche Bauelemente zu untersuchen. Hat die Betriebsspannung ihren Leerlaufsollwert erreicht, so wird der Spannungsmesser zwischen den Kontakten 10, 11 und 6, 7 angeschlossen und mit dem Einstellregler *R*29 die halbe Betriebsspannung am Meßinstrument eingestellt. Dabei ist die Stromaufnahme des Verstärkers zu beobachten. Der Strom sollte nicht größer als 0,1 A sein. Mit dem Ruhestromeinstellregler R40 ist ein Endstufenruhestrom von 20 bis 30 mA einzustellen. Dazu muß der Kollektor des T16 vom Lötstützpunkt A abgelötet und ein Strommesser zwischengeschaltet werden.

Zwischen Masse und Katode der Z-Diode D1 muß eine Spannung von 12 V $\pm$ 0,5 V zu messen sein.

Über den Widerstand *R*32 (1,8 kΩ) ist ein Spannungsmesser zu schalten und mit dem Ersatzeinstellregler 10 kΩ (an Stelle *R*27) am Spannungsmesser eine Spannung von 540 mV $\pm$ 60 mV einzustellen. Darauf ist die Betriebsspannung abzuschalten, der 10-kΩ-Regler auszulöten und sein eingestellter Widerstandswert mit einem Ohmmeter auszumessen. An Stelle des Reglerwerts wird ein Festwiderstand eingelötet. Sollte der gefundene Widerstandswert außerhalb der Normreihe liegen, so kann der Widerstand *R*33 noch um +25% verändert und ein geeigneter Wert für *R*27 eingesetzt werden.

Wird die Konstantstromquelle nur mit einem Festwiderstand von 18 ... 22 kΩ bestückt, so entfällt diese Einstellung. Damit ist der statische Abgleich des Endverstärkers beendet.

Als nächstes gleicht man den Vorverstärker ab. Dazu sind alle Mischregler vorerst auf 0 und die Höhen-Tiefenregler in Mittelstellung zu bringen. Die Betriebsspannung ist wieder einzuschalten. Zwischen Masse und Emitter T4 schaltet man einen Spannungsmesser und stellt mit dem *R*10-Ersatzregler eine Spannung von 6 V $\pm$ 0,2 V ein. Danach ist der Spannungsmesser zwischen Masse und Emitter T6 zu schalten und mit dem *R*19-Ersatzregler ebenfalls eine Spannung von 6 V $\pm$ 0,2 V einzustellen. Dann werden die Betriebsspannung abgeschaltet, die eingestellten Ersatzregler ausgelötet, ihre Widerstandswerte

Tabelle 5.1 Technische Daten des Transistoruniversalverstärkerbausteins

Betriebsspannung	15 V	20 V	24 V	30 V	35 V	40 V
maximale Ausgangsspannung (bei $f = 1$ kHz; $R_L = 4\,\Omega$)						
Siliziumendtransistoren	4 V	5,3 V	6,7 V	8,6 V	10,2 V	11 V
Germaniumendtransistoren	4 V	5,4 V	6,9 V	9 V	10,4 V	11,2 V
maximale Ausgangsleistung (bei $f = 1$ kHz; $R_L = 4\,\Omega$)						
Siliziumendtransistoren	4 W	7 W	11,2 W	18,5 W	26 W	30 W
Germaniumendtransistoren	4 W	7,3 W	11,9 W	20,2 W	27 W	31,4 W
Betriebsstromaufnahme (bei Vollaussteuerung $f = 1$ kHz)						
Siliziumendtransistoren	0,44 A	0,57 A	0,68 A	0,85 A	1,18 A	1,26 A
Germaniumendtransistoren	0,50 A	0,66 A	0,8 A	1,0 A	1,2 A	1,3 A
Betriebsspannungsbereich			12 V ... 40 V			
Endtransistorenruhestrom			20 mA ... 50 mA			
Klirrfaktor (bei Vollaussteuerung)			$\leqq 5$ %			
Frequenzbereich (—3 dB)			30 Hz ... 25 kHz			
Eingangswiderstand			etwa 100 kΩ			
maximale Eingangsspannung (ohne Mischregler)			$U_{eff} = 300$ mV			
Eingänge			3, mischbar			
Eingangsempfindlichkeit (bei Vollaussteuerung $f = 1$ kHz)			$U_{eff} \leqq 17$ mV			
maximale Tiefen- und Höhenanhebung (bei 40 Hz und 20 kHz)			etwa 8fach ≙ +18 dB			
maximale Tiefen- und Höhenabsenkung (bei 40 Hz und 20 kHz)			etwa 10fach ≙ —20 dB			

festgestellt und entsprechende Festwiderstände in die Schaltung gelötet. Da die gemessenen Werte meist nicht mit den Normwerten der Widerstände übereinstimmen, kann der benötigte Wert durch eine Reihenschaltung aus 2 Widerständen (z. B. $R19$, $R19a$) realisiert werden. Bei den $R19$-Abgleichwiderständen ist der höherohmige Wert immer an die Basis des Transistors T5 zu legen und anzustreben, möglichst mit einem Widerstand auszukommen. An Stelle des nicht benötigten Widerstands wird dann für $R19a$ eine Drahtbrücke eingesetzt.

Sodann ist die Betriebsspannung wieder einzuschalten. Die Spannungen an den Emittern von T4 und T6 werden noch einmal gemessen und die gefundenen Werte in die Geräteunterlagen eingetragen.

Die dynamische Erprobung beginnt mit dem Endverstärker. An den 4-Ω-Lautsprecherersatzwiderstand, der schon zur statischen Einstellung angeschlossen sein kann, wird ein Oszillograf und, wenn vorhanden, ein Transistor- oder Röhrenvoltmeter bzw. ein empfindliches Wechselspannungsinstrument angeschlossen. Dabei muß man beachten, daß die Masseanschlüsse von Oszillograf und Transistorvoltmeter am Massekontakt 10, 11 liegen und der Gegenkopplungsanschluß 9 am Minuspol des Auskoppelelektrolytkondensators angeschlossen ist.

Der obere Anschluß des Summenreglers (oder sein Ersatz) wird vom Kontakt 12 der Buchsenleiste getrennt und über eine geschirmte Leitung mit dem Ausgang eines RC-Generators verbunden. Der Masseanschluß des RC-Generators wird an Kontakt 18 geschaltet. Der Summenregler ist vorerst auf 0 zu stellen. Vor dem Einschalten der Betriebsspannung ist der Schutzwiderstand in der Betriebsstromleitung zu überbrücken oder zu entfernen. Zweckmäßigerweise wird eine flinke Schmelzsicherung in der Größe des maximal zu erwartenden Betriebsstroms an seine Stelle geschaltet. Am RC-Generator wird eine Frequenz von 1 kHz eingestellt und die Betriebsspannung des Bausteins eingeschaltet. Dabei ist die Betriebsstromaufnahme zu beobachten. Da der Eingangsregler noch auf 0 steht, darf die Stromaufnahme nicht größer als 50 bis 100 mA sein. Der Verstärkerausgang ist mit dem Oszillografen zu überprüfen. Es dürfen keine Verkopplungserscheinungen bzw. Schwingungen auftreten. Die Störspannung (Brummen oder Rauschen) sollte nicht größer als 30 mV sein. Danach ist der Summenregler aufzuregeln und der

Verstärkerausgang mit dem Oszillografen zu beobachten. Die 1-kHz-Frequenz muß sauber, ohne erkennbare Verformungen und Übernahmeverzerrungen abgebildet werden.
Das Eingangssignal wird jetzt so lange vergrößert, bis die Scheitelpunkte der Sinuskurve am Verstärkerausgang begrenzt werden. Die Begrenzung muß etwa gleichmäßig an beiden Halbwellen eintreten. Ist das nicht der Fall, muß die Mittenspannung mit dem Regler *R*29 geringfügig korrigiert werden. Die Ausgangwechselspannung, bei der die Begrenzung gerade einsetzt, wird gemessen und in die Geräteunterlagen eingetragen. Bei gegebener Betriebsspannungsgröße muß sie etwa den vorgegebenen Werten entsprechen.
Bei dieser Aussteuerung ist die Betriebsstromaufnahme des Bausteins und durch Umschalten des Transistorvoltmeters an den Eingang 1 die erforderliche Eingangswechselspannung für Vollaussteuerung zu messen. Die gefundenen Werte sind ebenfalls in die Geräteunterlagen einzutragen. Aus dem Verhältnis von Ausgangs- zu Eingangswechselspannung läßt sich die Spannungsverstärkung des Endverstärkers ausrechnen.
Zur Aufnahme des Frequenzgangs des Verstärkers wird die 1-kHz-Ausgangsspannung etwa auf ein Viertel des Wertes der Vollansteuerung reduziert und danach, beginnend bei 1 kHz, die Frequenz des *RC*-Generators so lange verringert, bis die Ausgangsspannung auf den 0,7fachen Wert (−3 dB) der Spannung bei 1 kHz zurückgegangen ist. Damit ist die untere Grenzfrequenz gefunden. Diese liegt etwa zwischen 30 und 40 Hz. Die obere Grenzfrequenz wird ebenfalls, wieder beginnend bei 1 kHz, durch Erhöhen der Frequenz ermittelt, und zwar so lange, bis die Amplitude der Ausgangsspannung auf den 0,7fachen Wert gegenüber dem Wert bei 1 kHz zurückgegangen ist. Dieser Punkt soll bei etwa 15 bis 16 kHz liegen und kann mit dem provisorisch eingelöteten Kondensator *C*14a korrigiert werden. Die Reduzierung der Ausgangsspannung bei Aufnahme des Frequenzgangs ist bei Germaniumleistungstransistorbestückung unbedingt einzuhalten, da andernfalls die Leistungstransistoren durch thermische Überlastung bei hohen Frequenzen zerstört werden.
Zur Einstellung der elektronischen Sicherungstransistoren T12, T13 wird der Endverstärker mit 1-kHz-Signal angesteuert und das Ausgangssignal am 4-Ω-Ersatzwiderstand auf Maximalausgangsspannung eingestellt.

Der den Einsatz der elektronischen Sicherung bestimmende Maximalstrom richtet sich nach dem maximal zulässigen Kollektorstrom der Endstufentransistoren. So entspricht z. B. der maximale Kollektorstrom von 3 A bei den Germaniumtypen *GD 242 ... GD 244* einem Effektivwert von $3\ \mathrm{A}/\sqrt{2} = 2{,}12\ \mathrm{A}$. Auf diesen Wert wird die Sicherung eingestellt. Da der minimale Außenwiderstand des Verstärkers 4 Ω und die maximale Betriebsspannung 40 V betragen, kann für größere Leistungstransistoren ein Sicherungseinsatzpunkt bei I_{eff} 3,18 A festgelegt werden. Der Wechselstrommesser wird in Reihe mit dem Lastwiderstand geschaltet und dieser so lange verkleinert, bis der Maximalstrom erreicht ist. Danach verkleinert man die an Stelle der Widerstände *R*45, *R*46 eingesetzten Einstellregler so lange, bis eine Begrenzung des Ausgangssignals gerade zu erkennen ist. Nach Abschalten der Betriebsspannung werden die eingestellten Widerstandswerte von Schutzwiderstand plus Einstellregler gemessen und entsprechende Festwiderstände eingesetzt.

Danach sind bei abgeschaltetem Verstärker der *RC*-Generator und seine Anschlußleitung vom Summenregler zu entfernen und der Lautsprecherersatzwiderstand abzuklemmen. Wird jetzt die Endstufe wieder eingeschaltet, so darf auch bei voll aufgedrehtem Summenregler (empfindlicher Regleranschluß von Kontakt 12 getrennt) keine Selbsterregung des Endverstärkers auftreten. Damit ist die Erprobung des Endverstärkerteils beendet.

Zur Inbetriebnahme des Vorverstärkerteils wird die Stromversorgung abgeschaltet und der Summenregler vor dem Endverstärker auf 0 gestellt. Der Lautsprecherersatzwiderstand ist wieder anzuklemmen. Oszillograf und Transistorvoltmeter (hier darf kein einfaches Zeigerinstrument verwendet werden, da die Belastung des Ausgangs zu groß wäre) sind zwischen Kontakt 12 und 18 zu schalten. Ein Eingangsregler des Mischverstärkers, z. B. am Kanal 1, wird auf größte Empfindlichkeit gestellt, die zwei anderen Mischregler bleiben in Nullstellung. Der *RC*-Generator wird an den Mischeingang 1 angeschlossen und sein Amplitudenregler auf 0 gestellt. Danach ist die Stromversorgung wieder einzuschalten. Beim Durchdrehen der Höhen-Tiefenregler darf keine Selbsterregung des Vorverstärkers auftreten. Höhen- und Tiefenregler werden in Mittelstellung gebracht und an den Eingang ein 1-kHz-Signal gelegt.

Am Vorverstärkerausgang 12 muß sich eine unverzerrte 1-kHz-Sinusspannung von U_{eff} 3 V $\pm$ 0,3 V einstellen lassen. Tritt eine geringe einseitige Begrenzung bei Übersteuerung auf, so ist mit dem R19-Abgleichwiderstand gleichmäßige Begrenzung einzustellen. Bei 3-V-Ausgangswechselspannung am Ausgang 12 schaltet man das Transistorvoltmeter an den Verstärkereingang um, mißt die für die Maximalaussteuerung des Vorverstärkers erforderliche Eingangswechselspannung und errechnet die Verstärkung des Vorverstärkerteils. Die maximale Eingangsspannung (ohne Mischregler) liegt bei 300 ... 330 mV, so daß sich für den Vorverstärker eine Spannungsverstärkung von 9- bis 10fach ergibt. Die anderen Mischeingänge werden sinngemäß überprüft.

Es schließt sich die Erprobung des Höhen-Tiefen-Netzwerks an. Dazu werden die Höhen-Tiefenregler auf maximale Anhebung gestellt, die Eingangsspannung reduziert und durch Verändern der Eingangsfrequenz die tiefe und hohe Frequenz mit der größten Amplitude am Ausgang 12 gesucht. Sind diese Punkte gefunden, so wird die Eingangswechselspannung so eingestellt, daß U_{eff} 2 V am Ausgang 12 anliegt. Bei konstanter Eingangsamplitude wird jetzt wieder 1 kHz eingestellt. Das Verhältnis von Maximalamplitude bei hoher und niedriger Frequenz zur Amplitude bei 1 kHz ist die maximale Höhen-Tiefen-Anhebung. Sinngemäß kann bei zurückgedrehten Höhen-Tiefenreglern die maximale Absenkung gegenüber 1 kHz bestimmt werden. Bei Mittelstellung der Höhen-Tiefenregler muß der Frequenzgang etwa von 40 Hz bis 15 kHz linear sein, d. h., die Amplitude darf, bezogen auf 1 kHz, nicht unter den 0,7fachen Wert sinken. Ist dieser Abgleich beendet, so wird die Betriebsspannung abgeschaltet, und an Stelle der Einstellregler werden entsprechende Festwiderstände eingelötet.

Zur dynamischen Überprüfung des gesamten Bausteins werden Oszillograf und Transistorvoltmeter wieder an den Lautsprecherersatzwiderstand geschaltet, den Summenregler und den Mischregler, an dessen Eingang der RC-Generator angeschlossen ist, dreht man voll auf. Der Amplitudenregler des RC-Generators wird vorerst auf 0 gestellt und die Betriebsspannung eingeschaltet. Da der gesamte Baustein eine große Verstärkung und hochohmige Eingänge aufweist, ist eine gute Abschirmung zur Vermeidung von Selbsterregung und Brummeinstreuungen unbe-

dingt erforderlich. Isolierte und mit Massepotential verbundene Metallfolie oder kupferkaschiertes Basismaterial wird unter den Baustein gelegt und an den Seiten hochgezogen. Auch die Buchsenleiste mit den Steckverbindern sollte in diese Schirmung einbezogen werden. Voraussetzung ist außerdem, daß die Betriebsspannungsversorgungsanschlüsse unmittelbar am Steckverbinder mit Elektrolytkondensatoren $\geq 2000\ \mu F$ überbrückt sind.

Durch Aufdrehen des Tiefenreglers wird die Sicherheit gegen Verkopplung über die Versorgungsleitungen erprobt. Sollte es dabei zu Selbsterregung mit niedrigen Frequenzen kommen, so ist zu prüfen, ob die Masseleitungen des Versuchsaufbaus Stromschleifen bilden oder eventuell zu geringer Leitungsquerschnitt verwendet wurde. Wird die Spannung des auf 1 kHz eingestellten *RC*-Generators angelegt, so muß am Ausgang des Endverstärkers ein sauberes Sinussignal anliegen und sich auf maximale Ausgangsleistung ohne Verzerrungen einstellen lassen. Treten bei aufgedrehtem Tiefenregler niederfrequente Signalmodulationen auf, so ist das auf eine schon oben erwähnte Verkopplung über die Versorgungsleitungen zurückzuführen. In diesem Fall kann z. B. die Verlegung des Anschlußpunkts der Vorverstärkermasse (Kontakt 18) von Kontakt 10, 11 nach dem Minuspol des Elektrolytkondensators bereits helfen. Als nächstes wird der Höhenregler aufgedreht. Ungenügende Schirmung oder Kreuzungen zwischen Eingangs- und Ausgangsleitungen führen leicht zu Selbsterregung des Verstärkers mit höheren Frequenzen. Das ist, außer am Oszillografen, durch eine starke Betriebsstromzunahme zu erkennen.

Dieses Schwingen ist meist nicht hörbar, muß aber unbedingt vermieden werden, da es zur Zerstörung der Endtransistoren bzw. bei nur zeitweisem Einsatz zu einer unsauberen Tonwiedergabe führt. Notfalls sind die Kondensatoren *C*14a bzw. *C*17 etwas zu vergrößern.

Nach diesen Tests ist der Verstärker noch einmal über den gesamten Frequenzbereich zu prüfen. Dazu wird die Ausgangsspannung bei 1 kHz auf die 0,1fache Maximalausgangsspannung eingestellt und die Frequenz des *RC*-Generators nach niedrigen bzw. nach hohen Frequenzen verändert. In Mittelstellung der Höhen-Tiefenregler muß sich ein etwa linearer Frequenzgang von 40 Hz ... 15 kHz ergeben, bei voll aufgedrehtem Höhen-

Tiefenreglern muß eine mindestens 7- bis 10fache Überhöhung an den Eckfrequenzen festzustellen sein.

Achtung! Sind als Leistungstransistoren Germaniumtypen eingesetzt, so darf bei Frequenzen über 3 kHz die Ausgangsspannung nur kurzzeitig den 0,3fachen Maximalwert erreichen (thermische Überlastung durch Phasenverschiebung bei hohen Frequenzen).

Zuletzt wird der Verstärker noch mit offenen Eingängen geprüft. Dazu sind alle Leitungen von den Eingängen zu entfernen und alle Regler in Maximalstellung zu bringen. Es darf kein Schwingen oder zu großer Brumm auftreten. Ist das der Fall, so sind die Eingänge nicht genügend geschirmt, oder es verlaufen Ausgangs- neben Eingangsleitungen.

Die Funktion der elektronischen Sicherung bzw. der Strombegrenzungsschaltung wird durch allmähliches Verkleinern des Lautsprecherersatzwiderstands bei voller Aussteuerung des Verstärkers mit 1 kHz geprüft. Ab Einsatzpunkt der Strombegrenzung darf der Betriebsstrom des Bausteins nicht mehr zunehmen. Für diese Prüfung muß die Betriebsstromquelle etwa 3 A abgeben können. Nun kann der Baustein mit Lautsprecher und Tonfrequenzquelle gehörmäßig überprüft werden.

5.6. Geräteaufbau und -prüfung

Beim Aufbau eines Verstärkers aus Universaltransistorverstärkerbausteinen sind mehrere Gesichtspunkte zu beachten.

Die Bausteine können waagerecht oder senkrecht montiert werden. Die 24polige Federleiste wird entweder an der Grundplatte angeschraubt (Distanzstücke unterlegen) oder bei senkrechter Montage an einem Gestellrahmen „schwimmend" befestigt. Die Leiterplatte wird in Plasteschienen geführt, die entweder im Gestellrahmen eingeknöpft oder an die Grundplatte geklebt werden. Stellt man nur geringe Ansprüche an Service und Auswechselbarkeit, so können an die der Steckerleiste entgegengesetzt liegenden Ecken der Leiterplatte 2 Löcher gebohrt werden, und man kann den Baustein auf der Metall- oder Holzgrundplatte anschrauben.

Dazu sind etwa 5 mm lange Isolierstoffdistanzrollen unterzulegen und 2 Befestigungsschrauben durch die Nietlöcher der Stecker-

leiste zu schrauben. Die Federleiste wird nur auf die Messerleiste aufgesteckt.

Bevor die externen Leitungen an die Federleiste gelötet werden, sind ihre Federn sorgfältig zu säubern und die Federanschlüsse zu verzinnen. Danach kann man die externen Leitungen anlöten. Da der Steckverbinder aus thermoplastischem Material besteht, das sich bei Erwärmung verformt, darf nur bei eingesteckter Messerleiste an den Federanschlüssen gelötet werden. Die Lötzeit soll nicht über 3 s betragen.

Große Schwierigkeiten treten immer wieder durch unsachgemäßen elektrischen Aufbau auf. Ungenügend niedriger dynamischer Innenwiderstand der Betriebsspannungsquelle und Masseschleifen führen zu Verkopplungen über die Versorgungsleitungen, die durch periodische Kippschwingungen niedriger Frequenz (< 50 Hz) zu erkennen sind. Ungenügende Schirmung der relativ hochohmigen Verstärkereingänge bzw. Eingangsleitungen, ungeeignete Leitungsführung von Ein- und Ausgangsleitungen nebeneinander führen bei aufgedrehten Höhen-, Tiefen-, Misch- und Summenreglern zu starken Brummerscheinungen und vor allem zur Selbsterregung mit einer hohen Frequenz. Zur Vermeidung dieser Fehler sind folgende Punkte zu beachten:

- Die Betriebsspannungsanschlüsse jedes Bausteins (2, 3, 10, 11) sind unmittelbar an der Federleiste auf kürzestem Wege mit einem Elektrolytkondensator $\geqq 2000\,\mu$F zu überbrücken.
- Die Masseanschlüsse (nicht Gehäuseanschlüsse!) von Eingangs- und Summenreglern sind *einzeln* mit dem Massekontakt 18 der Steckerleiste zu verbinden. Das gilt ebenfalls beim Aufbau eines Stereoverstärkers für die Masseanschlüsse des Balancereglers und der Tandemmischregler, von denen jeder zum Kontakt 18 des zugehörigen Bausteins zu führen ist.
- Die Masseanschlüsse der Eingangsdiodenbuchsen (2) müssen an die Masseanschlüsse der jeweiligen Mischregler geführt werden (bei Stereobeschaltung zum Minuspol des Netzteilelektrolytkondensators).
- Der Massekontakt 18 ist auf kürzestem Wege mit dem Minuspol des oben angegebenen Überbrückungselektrolytkondensators zu verbinden (Schaltdraht Durchmesser $\geqq$ 0,8-mm-Cu).
- Bei Stereoaufbau werden von den Massepunkten 10, 11 jedes Bausteins getrennte Masseleitungen, Durchmesser = 1-mm-Cu, zum Minuspol des Netzteilelektrolytkondensators geführt.

- Ein- und Ausgangsleitungen (die Gegenkopplungsleitung 9 ist auch als Ausgangsleitung zu betrachten) sind soweit wie möglich voneinander entfernt zu verlegen. Das gilt übrigens auch für die Anschlußdrähte der Endtransistoren auf dem Baustein, deren Schlaufen nicht gerade über dem Eingangsverstärker liegen dürfen.
- Zur Vermeidung von Brummeinstreuung ist unter der Leiterplattenaufnahme eine isolierte Metallfolie oder ein dünnes Metallblech anzubringen, das zweckmäßigerweise auch noch an den Längsseiten des Bausteins hochgezogen werden kann. Auch die Steckerleiste sowie die Eingangsbuchsen kann man mit Metallfolie oder kupferkaschiertem Leiterplattenmaterial abschirmen. Diese Schirmbleche bzw. -folien werden untereinander und mit den Massesteckern 10, 11 verbunden. Das gleiche gilt für die Gehäuseanschlüsse der Regler und Eingangsbuchsen. Alle Schirmteile kann man schleifenförmig verbinden. Es ist nur darauf zu achten, daß sie nicht als Signalleitung benutzt werden.
- Die Leitungen zu den Reglern sind geschirmt zu verlegen. Alle Schirmungen werden einseitig z. B. an die Gehäuseanschlüsse der Regler angeschlossen.
- Setzt man alle Regler auf ein Montageblech, so braucht nur ein Gehäuseanschluß der Regler mit den Kontakten 10, 11 verbunden werden.

Der Erfolg der durchgeführten Maßnahmen kann nur im fertig geschalteten Gerät geprüft werden. Dazu ist an den Lautsprecheranschluß des zu prüfenden Bausteins ein 4-Ω-Ersatzwiderstand zu schalten und an diesem Oszillograf und Transistorvoltmeter anzuschließen. In die Plus-Zuleitung von der Originalbetriebsspannungsquelle zum Baustein ist ein Gleichstrommesser $\geqq 1{,}5\,A$ sowie ein Schutzwiderstand $15 \ldots 20\ \Omega \geqq 10\ W$ zu schalten. Zuerst überprüft man die Verkopplung über die Versorgungsleitungen. Dazu sind Summen- und Tiefenregler auf volle Verstärkung, der Höhenregler auf größte Höhenabsenkung und die Mischregler auf 0 zu stellen. Wird jetzt die Betriebsspannung zugeschaltet, so dürfen am Oszillograf keine periodischen Kippschwingungen zu sehen sein. Das gilt auch für die Stromaufnahme des Bausteins, die nur etwa den 3fachen Wert des eingestellten Endstufenruhestroms betragen darf. Werden nun nach-

einander die Mischregler aufgedreht (die Eingangsbuchsen sind nicht durch externe Geräte beschaltet), so darf die Brummspannung am Ausgang bis maximal 1% der Spannung bei Vollaussteuerung ansteigen. Kippschwingungen dürfen auch jetzt nicht auftreten.

Als zweites überprüft man die Schwingsicherheit bei hohen Frequenzen. Dazu ist der Tiefenregler in Mittelstellung zu bringen. Summen- und Höhenregler werden voll aufgedreht. Die Mischregler befinden sich vorerst in Nullstellung. Werden diese nun nacheinander langsam auf größte Verstärkung gedreht, so darf sich bei keiner Reglerstellung mit dem Oszillografen ein Schwingeinsatz feststellen lassen. Das gilt auch, wenn alle Mischregler in Maximalstellung sind und der Summenregler betätigt wird. Sollte es trotz sorgfältigstem Aufbau und ausreichender Schirmung noch zum Schwingeinsatz kommen, so kann man die Kondensatoren $C14a$ (Richtwert 470 pF) oder $C17$ (150 pF) auf Kosten der Höhenanhebung etwas vergrößen. Auch durch Verkleinern von $R42$ oder $R35$ läßt sich die Stabilität eventuell wieder herstellen.

Nach dieser Prüfung kann auch der Tiefenregler wieder aufgedreht werden. Treten auch danach keine Instabilitäten und zu große Störspannungen auf, so können die Verstärkerkanäle, die Höhen- und Tiefennetzwerke und die Gesamtverstärkung durch Anschluß eines RC-Generators gemessen werden. Auch die statischen Werte, wie Betriebsstromaufnahme, Ruhestromaufnahme, Betriebsspannung ohne Aussteuerung und bei Vollaussteuerung, sind zu messen. Alle gefundenen Werte werden in den Geräteunterlagen eingetragen, um sie bei eventuell auftretenden späteren Ausfällen zu Vergleichsmessungen zur Verfügung zu haben.

5.7. Betriebsspannungsversorgung

Der Verstärkerbaustein kann je nach erforderlicher Ausgangsleistung und Übertragungsqualität an den unterschiedlichsten Stromversorgungsteilen betrieben werden. Da es in der Fachliteratur genügend Bauanleitungen über Stromversorgungsteile gibt, werden die Forderungen an ein Netzteil nur noch einmal allgemein abgehandelt und am Beispiel eines ausgeführten Stereostromversorgungsbausteins gezeigt.

Beim Entwurf des Netzteils muß man beachten, daß die zu erreichende Ausgangsleistung des Verstärkerbausteins neben dem Lautsprecherwiderstand und dem maximal zulässigen Kollektorstrom der Endtransistoren unmittelbar von der anliegenden Betriebsgleichspannung abhängig ist. Die maximal für diesen Baustein zulässige Betriebsgleichspannung liegt bei 40 V + 10% und wird durch die zulässige Betriebsspannung der Elektrolytkondensatoren und Transistoren bestimmt. Damit sind die Grenzwerte, die auch bei Leerlauf des Verstärkers nicht überschritten werden dürfen, vorgegeben. Das heißt, daß die maximal sekundäre Transformatorwechselspannung für ein unstabilisiertes Netzteil nicht größer als 28 V sein darf, denn im Leerlauffall lädt sich der dem Gleichrichter nachgeschaltete Glättungskondensator auf den Scheitelwert dieser Wechselspannung ($\approx$ 40 V) auf.

Die Sekundärwicklung wird für etwa den 1,5fachen Wert des zu erwartenden Maximalstroms ausgelegt. Um eine möglichst niederohmige, brummfreie Betriebsspannungsquelle zu erhalten, ist immer eine Zweiweggleichrichtung vorzusehen, die entweder durch eine Brückengleichrichtung oder durch 2 Dioden in Mittelpunktschaltung realisiert werden kann. Die letztgenannte Schaltung benötigt zwar nur 2 Dioden, erfordert aber die doppelte Sekundärwindungszahl auf dem Netztransformator. Dabei ist gegenüber der einfachen Sekundärwicklung bei Brückengleichrichtung nur etwa der halbe Drahtquerschnitt erforderlich. Bei einem unstabilisierten Netzteil bestimmt die Kapazität des Glättungselektrolytkondensators im wesentlichen den Innenwiderstand des Netzteils und die Größe der Brummspannung. Durch eine dem Glättungskondensator nachgeschaltete Drossel und einem weiteren Elektrolytkondensator läßt sich die Restwelligkeit der Betriebsspannung beträchtlich verringern. Der Glättungskondensator sollte eine Kapazität von einigen tausend Mikrofarad haben. Die Gleichrichterdioden werden durch den Ladestromstoß des Elektrolytkondensators beim Einschalten des Netzteils sehr stark beansprucht. Um ihre Zerstörung zu vermeiden, muß man deshalb bei zu geringem Innenwiderstand von Transformator und Gleichrichterdioden einen Schutzwiderstand in die Diodenleitung schalten. Primär- und Sekundärseite des Netztransformators sind durch je eine Schmelzsicherung vor Überlastung und Kurzschlüssen zu schützen.

Beim Bau des Netzgeräts ist unbedingt die Einhaltung der Sicherheitsforderungen nach *TGL 200-7045*, Ausgabe 9/71 *Netzbetriebene elektronische Heimgeräte – Sicherheitsforderungen und -prüfungen*, zu beachten. So muß z. B. der Netztransformator einer Isolationsprüfung zwischen Primärwicklung und Kern sowie zwischen Primärwicklung zu Sekundärwicklung mit 2000 V ~ unterzogen werden. Diese Prüfung sollte man in einer Fachwerkstatt durchführen lassen. Das gleiche gilt für die Anfertigung eines Netztransformators, wenn kein solcher käuflich zu erwerben ist. Da bei Tonfrequenzgeräten das *Schutzleiterprinzip* äußerst selten angewendet werden kann – den Schutzleiter müßte man in diesem Fall mit der Gerätemasse verbinden, was zu starken Brummstörungen führen würde –, wird bei diesen Geräten die Schutzmaßnahme *Isolierung* angewendet. Dazu muß das fertige Netzgerät noch einmal mit 2000 V Wechselspannung zwischen Primärwicklung des Transformators und Gerätemasse geprüft werden. Alle mit Masse verbundenen und der Berührung zugänglichen Metallteile, wie Buchsen, Reglerachsen usw., sind nach Möglichkeit gegen unmittelbare Berührung zu isolieren oder wenigstens zu verdecken. Für Steckbuchsen und geschirmte Geräteanschlußkabel sollte man nur isolierte Ausführungen verwenden.

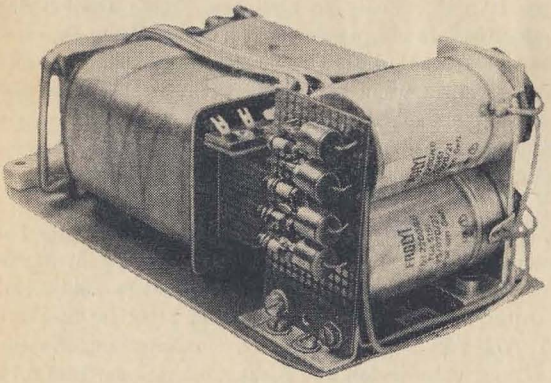


Bild 5.13 Ansicht des Stromversorgungsbausteins für Stereoverstärker

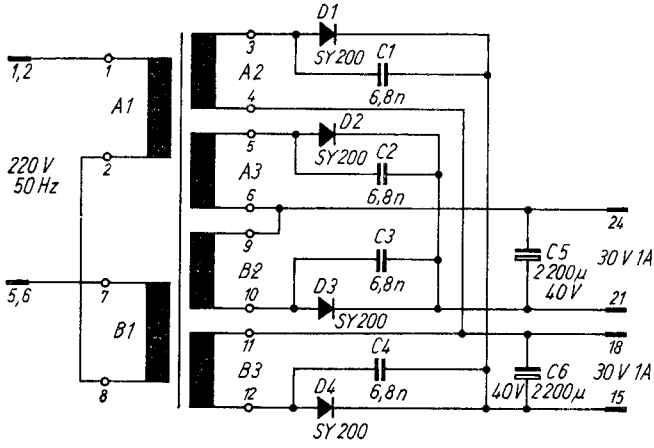


Bild 5.14 Stromversorgungsbaustein für Stereoverstärker

Bei der Anordnung des Netztransformators ist zu beachten, daß er ein mehr oder weniger großes magnetisches Streufeld hat, das z. B. den magnetischen Tonabnehmer von Plattenspielern, dynamische Mikrofone und Bandgeräte stört. Mit magnetischen Schirmungen ist dabei wenig zu erreichen. Durch Drehen des Transformators wird in einem solchen Fall die geringste Brummbeeinflussung gesucht. So haben z. B. Netztransformatoren mit LL-Schnitt, besonders wenn die Bleche nicht wechselseitig geschichtet wurden, ein so starkes magnetisches Streufeld, daß sie in den Leiterzügen des Verstärkers eines zu nahe angeordneten Verstärkerbausteins eine starke Störspannung induzieren können.

Für einen Stereoverstärker aus 2 Universalbausteinen, der bei Vollaussteuerung 2 × 25 W Musikleistung abgeben soll, wurde der folgende Stromversorgungsbaustein entwickelt (s. Bild 5.13). Auf einer Leiterplatte 90 mm × 150 mm mit 24poliger Steckerleiste nach *TGL 200-3604* befinden sich ein Netztransformator *LL 60/20*, Gleichrichterdioden und Siebkondensatoren. Bild 5.14 zeigt die Schaltung.

Der Stromversorgungsbaustein ist für 2 getrennte Betriebsspannungen ausgelegt. Jeder Gleichrichter besteht aus 2 Siliziumdioden in Mittelpunktschaltung. Die Dioden werden durch keramische Kondensatoren für höhere Frequenzen überbrückt. Jede Gleichspannung wird durch einen nachgeschalteten Elektrolytkondensator 2200 μF, 40 V geglättet. Zur Speisung des Stereoverstärkers werden die Minuspole beider Betriebsspannungen verbunden.

Steht für die Baugruppe Netzteil mehr Platz zur Verfügung, so können die Elektrolytkondensatoren auf je 4700 μF, 40 V vergrößert werden. Man erreicht damit eine geringere Brummspannung am Verstärker. Wickel- und Montageangaben für den Netztransformator sind aus Tabelle 5.2 zu ersehen. Soll ein LL-Transformatorkern verwendet werden, so ist zu beachten, daß die Wickeldaten nur für Texturblech gelten. Dynamoblech erfordert größere Windungszahlen.

Tabelle 5.2 Bauvorschrift Netztransformator für Stereoverstärker

Kern *LL60/20 TGL 3015*, Blech *LL60* × 0,35 *E 136 TGL 14342* (Textur)
Blechzahl etwa 2 × 55 wechselweise, vollstopfen. Jochverstärkung 4 × 6.
Elektrischer Aufbau nach Bild 5.14;
primär: 220 V, 1840 Wdg., Le 0,3-mm-Cu Polyester
sekundär: 4 × 28 V, 1 A, 4 × 246 Wdg., Le 0,7-mm-Cu Polyester
Wickelvorschrift: Spule A ist wie Spule B zu wickeln, nach Fertigstellung und Kernmontage sind die Wicklungen phasenrichtig in Reihe zu schalten. Spulenkörper UI 60/20, 2 Stück (*TGL 0-41304*)

1. Kernisolation: 2 × LBgw Öl 0,1 × 63 gfb 3 *TGL 14888*
2. Wicklung A1 = B1: Runddraht, Le 0,3-mm-Cu *TGL 8402* Polyester 920 Wdg. 6 Lagen. Lagenisolation jede Lage 1 × Lp Öl 0,04 × 63 gfb 3
3. Zwischenisolation: 2 × LBgw Öl 0,1 × 63 gfb 3 *TGL 14888*
4. Wicklung A2 = B2: Runddraht, Le 0,7-mm-Cu *TGL 8402* Polyester, 246 Wdg. 3,5 Lagen. Lagenisolation jede Lage 1 × Lp Öl 0,04 × 63 gfb 3
5. Zwischenisolation 1 × LBgw Öl 0,1 × 63 gfb 3 *TGL 14888*
6. Wicklung A3 = B3 wie Wicklung A2 = B2
7. Deckisolation 2 × LBgw Öl 0,1 × 57 *TGL 14888*

Nach Fertigsteilung des Transformators ist eine Isolationsprüfung der Primärwicklung gegen Kern und Sekundärwicklungen mit 2000 V ~ durchzuführen.

Literaturhinweise

[1] *Fischer, H.-J./Schlegel, W. E.*: Transistor- und Schaltkreistechnik, Militärverlag der DDR (VEB) – Berlin, 1979

[2] Halbleiter-Schaltbeispiele, Siemens, Ausgabe 1964

[3] *Hantzsch, H.*: Wärmeableitung bei Halbleitern, „Amateurreihe electronia", Band 161, Militärverlag der DDR (VEB) – Berlin, 1978

[4] *Streng, K. K.*: NF-Verstärker mit Transistoren, „Der praktische Funkamateur", Band 67, Deutscher Militärverlag, Berlin 1967

[5] *Streng, K. K.*: abc der Niederfrequenztechnik, Deutscher Militärverlag, Berlin 1969

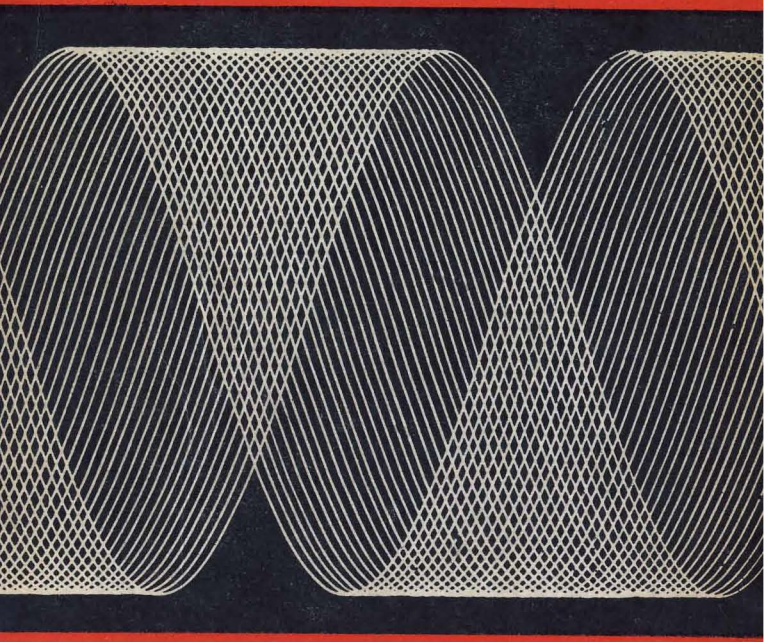
[6] NF-Leistungsverstärker mit Darlington-Vollkomplementär-Endstufen, Valvo-Brief, 25. 5. 1977

[7] Halbleiter-Schaltbeispiele, Siemens, Ausgabe 1972/73

[8] Halbleiter-Schaltbeispiele, Kombinat VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder), 1974

[9] Die monolithisch integrierten NF-Verstärker A 210D, A 210 K, A 211 D, Eigenschaften und Anwendung, Applikationsreihe Mikroelektronik Heft 1, Kombinat VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder), 1979

[10] *Erdmeier, U.*: Integrierter 20-W-Verstärker mit Kurzschlußschutz, „Funkschau", 1976, Heft 2, Seite 62

[11] *Sonnefeld, R./Brehm, K.*: HiFi-Stereosteuergerät Carat S, „radio-fernsehen-elektronik" 27 (1978), Heft 12, Seite 770

[12] *Schiller, D.*: Schaltung zur Amplitudenüberwachung, „Funkamateur", Heft 7, 1979, Seite 331